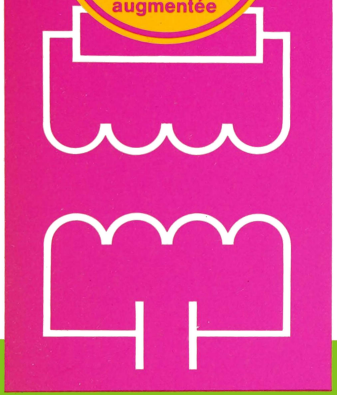
technologie des composants électroniques

5e ÉDITION
entièrement refondue et augmentée



tome 1

- résistances
- condensateurs
- bobinages
- normes
- essais

R. BESSON

ÉDITIONS RADIO

Les revues de l'électronique professionnelle

Envoi d'un spécimen gratuit sur demande à :

SPS

49 rue de l'Université 75007 Paris - Tél. : 45.48.52.06

René BESSON

TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

TOME 1

RÉSISTANCES
CONDENSATEURS
BOBINAGES
NORMES
ESSAIS

5e édition
entièrement refondue

ÉDITIONS RADIO
189, RUE SAINT-JACQUES - 75005 PARIS
TEL. (1).43.29.63.70

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal.

Éditions Radio - Siège social : 103, boulevard Saint-Michel - 75005 Paris

© Éditions Radio, Paris
1987

Tous droits de traduction, de reproduction et d'adaptation réservés pour tous pays.

Imprimé en France par Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : septembre 1987
Éditeur n° 1091 - Imprimeur : 779411
I.S.B.N. 2 7091 0821 6

SOMMAIRE

INTRODUCTION A LA 5e ÉDITION 9

Chapitre I. **LES NORMES, LES UNITÉS ET LES SYMBOLES**

1. Les organismes de normalisation 13
2. Les normes s'appliquant aux composants 17
3. Les unités 25
4. Principes de l'écriture des nombres, des unités et des grandeurs . . . 27

Chapitre II. **LES RÉSISTANCES FIXES**

1. Généralités 30
2. Les résistances bobinées 43
3. Les résistances non bobinées 55

Chapitre III. **LES RÉSISTANCES VARIABLES**

1. Les résistances variables bobinées 80
2. Les résistances variables non bobinées 100
3. Les codeurs et générateurs d'impulsions 111

Chapitre IV. LES CONDENSATEURS FIXES

1. Généralités 115
2. Les condensateurs au papier 126
3. Les condensateurs au papier métallisé 136
4. Les condensateurs au film plastique et au film plastique métallisé . . 143
5. Les condensateurs au mica 158
6. Les condensateurs au verre 168
7. Les condensateurs céramique 172
8. Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium 197
9. Les condensateurs électrolytiques au tantale 216

Chapitre V. LES CONDENSATEURS VARIABLES

1. Les condensateurs variables à air 229
2. Les condensateurs ajustables 239

Chapitre VI. LES BOBINAGES POUR LES CIRCUITS D'ALIMENTATION ET DE BASSE FRÉQUENCE

1. L'électromagnétisme 245
2. Les tôles magnétiques 260
3. Le fil 277
4. Les isolants 293
5. Les machines à bobiner 297
6. Le transformateur d'alimentation 300
7. L'inductance de filtre 321
8. Le transformateur basse fréquence ou audiofréquence 324

Chapitre VII. LES BOBINAGES POUR CIRCUITS A HAUTE FRÉQUENCE

1. Avant-propos 338
2. Le fil 339
3. Le calcul des bobinages haute fréquence à air 343
4. Les supports non magnétiques 350
5. Les supports magnétiques métalliques 350
6. Les supports magnétiques non métalliques : les ferrites 359
7. Le bobinage 380
8. Les bobinages pour récepteur à modulation d'amplitude 382
9. Les bobinages pour récepteur à modulation de fréquence 405
10. Les commutateurs 421
11. Les bobinages professionnels spéciaux 428

Chapitre VIII. LES APPAREILS DE MESURE POUR LES COMPOSANTS PASSIFS

1. Les circuits équivalents des composants comportant des pertes 431
2. Les procédés de mesure 433
3. Les appareils de mesure utilisant la méthode courant-tension 434
4. Les appareils de mesure utilisant la résonance 435
5. Le pont de mesure pour R.L.C. 436
6. L'appareil de mesure du facteur de qualité QDM 438

TABLE DES MATIÈRES 441

INTRODUCTION A LA 5e ÉDITION

Parfois, il semble nécessaire, non plus de mettre à jour et de compléter un ouvrage à l'occasion de ses éditions successives, mais de procéder à une remise en question du rôle que doit remplir un livre.

Cette réflexion nous a conduit à constater que l'industrie française des composants passifs évoluait d'une façon constante, sans révolution, mais avec une progression régulière importante. Des concentrations industrielles se sont produites, les fabrications se sont automatisées, leur fiabilité s'est affirmée et les composants hautement professionnels de classe spatiale ont vu le jour et sont exportés.

De leur côté les normes sont devenues plus contraignantes, les spécifications internationales plus étendues et le nombre de fabricants français ayant mis leur production sous contrôle centralisé de qualité est très important.

D'autre part, nous savons que ce livre est employé par de nombreuses écoles pour former les techniciens et les ingénieurs. Il se trouve également sur les rayons de la bibliothèque technique des entreprises électroniques. Ce sont ces trois points principaux qui nous ont guidé pour établir le plan de cette nouvelle édition.

Pour l'enseignement, les unités du système S.I. et leurs symboles doivent être scrupuleusement respectés.

L'explication des phénomènes physiques peut être complétée tout en restant simple, sans formules mathématiques de haut niveau. Ce n'est pas un livre de cours de physique ou d'électronique; il s'agit d'un rappel pour rafraîchir la mémoire et surtout pour bien comprendre les phénomènes en cause.

Pour l'utilisateur des composants passifs, cette étude doit être une source de renseignements, la plus complète possible, sans se noyer dans des détails inutiles pour une première approche. Il faut essayer de tout dire de ce qui est le principal, ne rien omettre d'important, tout en restant dans un nombre de pages raisonnable.

Toute la fabrication et l'utilisation des composants passifs sont basées sur des normes françaises et internationales; leurs dimensions, les essais, leurs

performances sont normalisés. Il faut donc connaître leur code de façon à se procurer la dernière édition de celle qui est nécessaire au lecteur pour approfondir tel ou tel point.

Enfin, l'électronique est maintenant présente partout dans tous les domaines; l'industrie, la télématique, le téléphone, l'automobile sont des nouveaux venus dont les développements sont pleins de promesses. Les composants sont maintenant classés, non plus en professionnel et en grand public, mais en spatial, en militaire, en professionnel et en industriel. Il faut suivre cette évolution vers les performances et la fiabilité. Ce livre est devenu plus professionnel, car le grand public lui-même, est devenu plus professionnel. Ayant appliqué ces remarques les différents chapitres se présentent de la façon suivante :

La partie consacrée aux normes dans le premier chapitre a été étendue, afin que le lecteur prenne conscience de leur importance.

Les résistances fixes ne changent pas dans leur principe, mais leurs performances s'améliorent et leur production s'automatise pour atteindre des niveaux impensables il y a quelques années. Par exemple l'usine *R.T.C.* de Joué-les-Tours produit actuellement environ 1,4 milliard de résistances par an soit 120 par seconde!

Les résistances variables bobinées de puissance, par contre, voient leur production stagner, car elles sont concurrencées par les thyristors et les alimentations à découpage.

Les condensateurs fixes sont en plein essor, surtout ceux à diélectrique en plastique et les micropavés en céramique. Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium ont vraiment atteint la classe professionnelle avec des modèles spécialisés pour les hautes températures, la faible résistance série, ou la très longue durée de vie. Autant de performances inimaginables auparavant.

Les ferrites se développent également et permettent la constitution de bobinages pour toutes les applications. Le nombre de normes qui leur sont consacrées montre bien l'importance que l'industrie leur donne. Seulement quelques grands groupes européens produisent des ferrites étant donné les investissements nécessaires et la concurrence internationale.

Ainsi, entre les ferrites et les condensateurs le *groupe composants de Thomson CSF* produit 1 milliard de pièces par an.

Par contre, nous avons réduit le chapitre consacré aux récepteurs A.M. et F.M. Nous nous sommes tenus strictement à la description, aux calculs et aux performances des bobinages contenus dans ces récepteurs. Les différents schémas, la stéréophonie multiplex et les circuits intégrés pour cet usage sont traités dans un livre consacré aux récepteurs d'une façon beaucoup plus complète; le lecteur doit s'y reporter (1).

Le paragraphe consacré aux commutateurs a été étendu. Il couvre maintenant tous les types de commutateurs professionnels et industriels, en plus de ceux consacrés au grand public.

---

(1) Récepteurs à transistors et à circuits intégrés-mêmes auteur et éditeur.

Un chapitre a été ajouté, il traite des appareils de mesure pour les composants passifs. Il nous a paru intéressant de décrire les différents procédés théoriques de mesure et de donner leurs applications pratiques.

C'est ainsi que nous vous présentons cette 5e édition, nous espérons que son évolution rencontrera l'agrément de nos lecteurs.

Pour terminer cette introduction, notre reconnaissance et nos remerciements vont vers les attachés de presse et les ingénieurs spécialisés qui ont bien voulu nous recevoir et nous fournir tous les documents les plus récents concernant leurs fabrications. C'est grâce à eux que cet ouvrage a pu être mis à jour.

R. BESSON.

CHAPITRE PREMIER

LES NORMES, LES UNITÉS ET LES SYMBOLES UTILISÉS EN ÉLECTRONIQUE

1. LES ORGANISMES DE NORMALISATION

Les organismes participant aux travaux de normalisation, en France, sont les suivants :

1.1. La Fédération des Industries Électriques et Électroniques (F.I.E.E.)

est une création récente issue de la fusion du Syndicat Général de l'Électricité (S.G.E.) et de la Fédération Nationale des Industries Électroniques (F.N.I.E.). La F.I.E.E. comprend un nombre très important de syndicats professionnels et il a été nécessaire de les réunir en deux groupements. Le Groupement des Industries de Matériels d'Équipement Électrique (G.I.M.E.E.) supervise tous les syndicats de l'industrie électrique, tandis que le Groupement des Industries Électroniques (G.I.E.L.) supervise les syndicats de l'industrie électronique. Les principaux sont les suivants : Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radiorécepteurs et Téléviseurs (S.C.A.R.T.); Syndicat des Industries de Pièces détachées et Accessoires Radioélectriques et Électroniques (S.I.P.A.R.E.); Syndicat des Industries de Matériel professionnel Électronique et Radioélectrique (S.P.E.R.); Syndicat des Industries de Tubes Électroniques et Semi-Conducteurs (S.I.T.E.L.E.S.C.); Syndicat des Industries Électroniques de Reproduction et d'Enregistrement (S.I.E.R.E.).

Chacun de ces syndicats a suscité la création d'un certain nombre de commissions de travail dont les membres sont des spécialistes de l'industrie connaissant parfaitement les composants ou les appareils qu'il s'agit de normaliser.

Le texte des projets est soumis pour examen à tous les industriels concernés Après quelques retouches, ces projets sont considérés comme définitifs et ils donnent lieu à la demande d'établissement d'une norme française.

Cependant, ces textes doivent être établis en conformité avec les travaux des organismes européens (Cenelec) et internationaux (C.E.I.) de façon à obtenir une uniformisation des normes sur le plan européen et sur le plan mondial, afin de faciliter l'exportation des composants et des matériels.

La F.I.E.E. peut éditer des spécifications syndicales et des fascicules de documentation. Certaines spécifications doivent être regroupées et transformées en normes françaises.

1.2. L'Union Technique de l'Électricité (U.T.E.)

L'U.T.E. est une association privée, sans but lucratif, régie par la loi de 1901. Elle groupe l'ensemble des industries électriques et électroniques et l'*Électricité de France*. Son objet principal est la normalisation de la construction, des caractéristiques et de l'installation des matériels électriques et électroniques.

Elle s'occupe également des moyens permettant de reconnaître le matériel conforme aux normes par l'attribution de marques de qualité.

L'U.T.E. élabore les projets de norme qui sont ensuite transmis à l'*Association Française de Normalisation* (AFNOR) qui les transforme en « normes françaises homologuées ». Ces normes peuvent s'appliquer au matériel professionnel ou au matériel grand public; elles prescrivent parfois des règles de sécurité ou des caractéristiques minimales que doivent présenter certains ensembles ou certains composants. La plupart de ces normes ont un caractère obligatoire; leur numéro de code est alors précédé des lettres NF.C.

Si leur numéro de code est précédé des lettres U.T.E.C. cela indique que cette norme est éditée sous la seule responsabilité de l'U.T.E. et qu'elle n'est pas une norme française homologuée; la seule lettre C est utilisée devant le numéro d'un fascicule donnant la reproduction d'un texte officiel.

L'U.T.E., par son *Comité Électrotechnique Français* (C.E.F.), participe aux travaux de la *Commission Électrotechnique Internationale* (C.E.I.) dont le siège est à Genève.

Cette Commission s'occupe de la politique générale, de la terminologie, des symboles, des unités à employer en électrotechnique. Elle cherche à uniformiser, sur le plan international, les méthodes de mesure pour l'attribution des différentes normes nationales.

C'est l'U.T.E. qui est chargée de diffuser en France les recommandations de la C.E.I.

Certaines fabrications de composants professionnels homologués par le C.C.T. sont suivies par le *Service National de Qualité* (S.N.Q.) et sont placées sous *Contrôle centralisé de qualité*. C'est une assurance de qualité pour les utilisateurs sachant que la fabrication de ces composants est contrôlée en permanence par le L.C.I.E. Les composants électroniques entrant dans le système international d'assurance de la qualité font l'objet de normes européennes du Comité des composants électroniques du *Cenelec* (C.E.C.C.). Ces normes sont reprises à part par l'U.T.E. Leur fabrication est suivie, sur le plan international, par le Comité pour l'assurance de qualité (E.C.Q.A.C.) dont le S.N.Q. est le membre correspondant français.

On voit qu'une organisation internationale qui peut paraître complexe, existe pour donner une assurance de qualité aux utilisateurs de composants électroniques et ce sur le plan mondial. La figure 1.1 donne le schéma de fonctionnement de ces différents organismes.

1.3. Le Comité de Coordination des Télécommunications (C.C.T.)

Ce Comité est un organisme d'État qui, en liaison avec les organismes officiels de normalisation, les utilisateurs et les constructeurs, définit la qualité, l'aptitude à l'emploi et l'interchangeabilité des composants et de certaines pièces et appareils de télécommunication professionnels ou destinés à l'État.

Ce Comité établit des *spécifications unifiées* en conformité avec les normes françaises qu'elles complètent ou dont elles augmentent le degré de sévérité (spécifications C.C.T.U.).

C'est l'U.T.E. qui est maintenant chargé de l'édition et de la diffusion des spécifications C.C.T.U. Elles sont en cours de transformation en normes françaises (U.T.E.).

Le C.C.T. via l'U.T.E. fait procéder, par le laboratoire du L.C.I.E., aux essais permettant l'homologation des composants satisfaisant aux spécifications. La liste des homologations en vigueur est publiée une ou deux fois par an. Il ne s'agit bien entendu que de composants destinés au matériel professionnel.

1.4. Le Laboratoire Central des industries électriques (L.C.I.E.)

Le L.C.I.E. est un organisme corporatif qui exécute sur demande tous les problèmes de contrôle et de métrologie dans le domaine électrique.

Il possède un *caractère officiel;* son directeur doit être agréé par le ministre de l'Industrie; son fonctionnement est contrôlé par différentes administrations et commissions.

Il est *neutre,* car il n'est lié à aucune firme, ni à aucun organisme. Son personnel est tenu au secret professionnel le plus rigoureux.

Il effectue tous essais privés à la demande des industriels, et il délivre soit un simple compte rendu, soit un certificat officiel. Il effectue également les essais d'homologation de contrôle à la demande des organismes habilités. Les comptes rendus d'essais sont délivrés à l'organisme demandeur qui seul prend la décision de conformité. Les différents comptes rendus ne peuvent jamais être remis à une autre personne qu'à celle qui a demandé l'essai.

Le L.C.I.E. procède à tous les étalonnages à partir des étalons nationaux, de l'ohm et du volt dont il a la garde.

1.5. Les organismes étrangers

Les organismes étrangers les plus importants en ce qui concerne les composants électroniques sur le marché français sont :

— *C.E.E. : Commission Economique des Nations Unies pour l'Europe :* coopère avec la C.E.I. et l'U.T.E. au niveau des différentes commissions.

— *Allemagne (R.F.A.) : L'Union des électriciens Allemands* éditent les prescriptions *VDE* qui sont des règles techniques légales. L'*Institut Allemand de Normalisation* établit les normes *DIN.* Ces deux organismes sont regroupés dans le *Comité Électrotechnique Allemand DKE.*

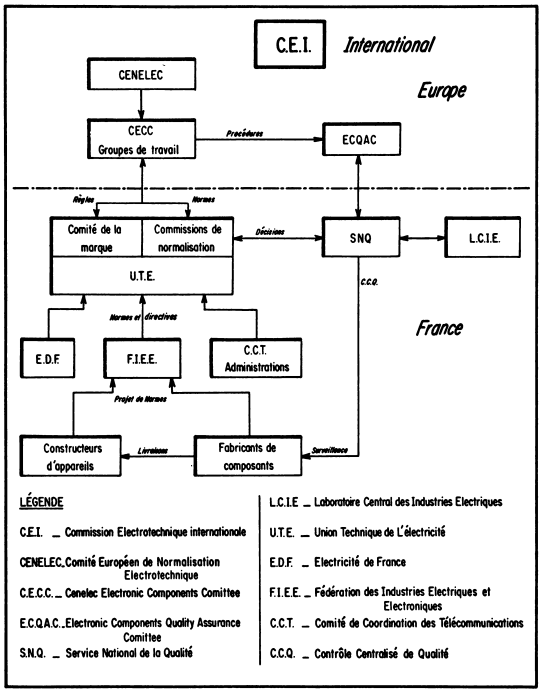


Fig. 1-1. — Schéma de fonctionnement des organismes de normalisation et de contrôle de qualité sur le plan Européen et Français.

— *États Unis d'Amérique :* Le *National Bureau of Standards* est le correspondant de l'U.T.E.

Les normes militaires (MIL) doivent être respectées pour les caractéristiques des composants ou des matériels destinés au marché professionnel et des organismes d'État.

Les *Underwriters Laboratories* éditent des normes U.L. principalement destinées à la sécurité de fonctionnement des appareils reliés au réseau électrique.

— *Grande-Bretagne :* la British Standards Institution édite les normes B.S.

— *Pays nordiques :* Suède : Semko; Norvège : Nemko; Danemark : Demko; Finlande : Fimko. Ces normes semblables se rapprochent des normes allemandes.

2. LES NORMES S'APPLIQUANT AUX COMPOSANTS

2.1. Généralités

Les normes et spécifications sont primordiales pour l'industriel, car il doit impérativement les respecter s'il veut vendre ses produits, aussi bien sur le marché interne que pour l'exportation.

Il est donc utile que l'étudiant, l'utilisateur, ou toute personne intéressée connaisse certaines généralités, le code des principales dispositions se rapportant aux composants qu'il étudie et le moyen de se procurer toutes les précisions utiles.

Il ne peut être question de recopier dans cet ouvrage les principales normes, un fort volume n'y suffirait pas. Du reste, elles évoluent et il est indispensable de se procurer, le cas échéant, la dernière édition.

Tous renseignements, ainsi que l'envoi du dernier catalogue, peuvent être demandés à l'U.T.E., 12, place des États-Unis, 75783 Paris Cedex 16.

Les normes U.T.E. sont classées selon un plan méthodique :

Groupe 0 : généralités; groupe 1 : installations électriques; groupe 2 : construction électrique et matériaux électrotechniques; groupe 3 : conducteurs nus et isolés; groupe 4 : mesure-commande-régulation; groupe 5 : production et transformation de l'énergie électrique; groupe 6 : appareillage matériel d'installation; groupe 7 : matériel utilisant l'énergie électrique; groupe 8 : composants électroniques entrant dans un système international d'assurance de la qualité; groupe 9 : télécommunications, électronique.

Celles qui nous intéressent se trouvent :

Groupe 0 :

NF C 03 000 (1967) : Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique,
NF C 03 101 (1968) : Symboles graphiques élémentaires,
NF C 03 105 (1967) : Télécommunications - Radiocommunications - Électro-acoustique - Lasers - Masers,
NF C 03 106 (1967) : Électronique.

Ces normes sont relativement anciennes et sont en cours de refonte. Nous les respecterons au cours de cet ouvrage, en les adaptant parfois conformément à l'usage de la profession.

Groupe 2 :

NF C 20 600 à
NF C 20 629 : Méthodes d'essais climatiques et mécaniques applicables aux composants. Cet ensemble mérite un court résumé au paragraphe suivant.

Groupe 8 :

Ce groupe est récent, il reprend les normes correspondantes du groupe 9, en les modifiant conformément aux spécifications C.E.C.C., pour des compo-

sants entrant dans un système international d'assurance de la qualité (E.C.Q.A.C.). Se reporter au schéma de la figure 1-1. Ces normes remplacent certaines spécifications C.C.T.U. et sont les plus proches possibles des recommandations de la C.E.I.

Ainsi, un fabricant ayant soumis ses composants au système international d'assurance de la qualité fait état dans ses catalogues de normes commençant par un 8. Il peut les exporter sans problème.

Groupe 9 :

Ce groupe contient les normes applicables aux composants dont les fabricants n'ont pas demandé à soumettre leurs produits au système international de qualité.

Ainsi, par exemple, la norme NF C 93 230 pour les « résistances fixes à couche à faible dissipation » est complétée par la norme NF C 83 230 dont le titre est élargi : « Résistances fixes non bobinées de faible dissipation » conforme à la spécification C.E.C.C. 40 100. Une spécification particulière C.E.C.C. 40101 a donné lieu à une nouvelle norme NF C 83 231 qui n'est pas reprise dans le groupe 9.

2.2. Les Essais généraux climatiques et mécaniques

Ces essais doivent être définis avec précision, ainsi que les procédures utilisées, de façon qu'ils soient reproductibles et que les résultats soient comparables.

La première norme établie NF C 93 001 est périmée depuis 1974. Elle est remplacée par la norme NF C 20 600 à 20 629, elle est pratiquement identique aux recommandations C.E.I. 68 fascicules 68-1 à 68-3-2 soit 35 publications. Elle est également très proche de la spécification C.C.T.U. 01-01 A fascicules 1 à 25 qui tend à être remplacée par les normes NF C 20 600 à NF C 20 629.

Ces normes décrivent en détail la procédure et les appareils à employer pour mener à bien ces essais, mais elles ne donnent pas les sanctions. Ce sont les normes des groupes 8 et 9 qui indiquent pour chacun des essais et pour le composant considéré quel doit être son comportement ; pour une résistance, par exemple, sa dérive après un essai à haute température.

Nous allons donner quelques indications très brèves sur ces essais de façon que le lecteur ait une idée sur leur nature et leur durée. Pour un fabricant, faire procéder à ces essais lors de la sortie d'un nouveau composant constitue, une opération longue et coûteuse. Bien entendu, la totalité des essais n'est pas applicable à chaque type de composant.

NF C 20 600. Généralités

Degrés de sévérité :

Degré de sévérité	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
1er chiffre : essai froid . .			−65	−55	−40	−25	−10	+8		°C
2e chiffre : chaleur sèche	200	155	125	100	85	70	55	40	175	°C
3e chiffre : durée chaleur humide en jours				56	21	4		10		jours

Ainsi un composant marqué : 424 supporte −55 °C, +155 °C et un séjour de 56 jours en étuve chaude et humide. Souvent dans les catalogues les fabricants indiquent : −55 °C + 155 °C/56 j car ils supposent que les lecteurs ne connaissent pas par cœur le code.

NF C 20 601. Essai A : Froid

Le composant est placé en étuve à la température du degré de sévérité pendant une durée de 2-16-72-96 heures, selon sa norme. Ensuite on mesure les variations de ses caractéristiques; les sanctions sont indiquées sur la norme du composant.

NF C 20 602. Essai B : chaleur sèche

Même procédure, le composant est placé en étuve à la température du degré de sévérité pendant 2-16-72 ou 96 heures et on mesure les variations de ses caractéristiques.

NF C 20 603. Essai 3 B : Chaleur humide, essai continu

Le composant est placé en étuve à 40 °C avec une humidité de 93 % pendant 4-10-21 ou 56 jours. L'eau de condensation ne doit pas pouvoir tomber sur les composants.

NF C 20 604. Essai 4 B : Chaleur humide, essai cyclique accéléré

Le composant est placé en étuve à +25 °C avec une humidité de 80 %; la température est élevée à +55 °C en un temps compris entre 1 h 30 et 2 h 30, l'humidité se condense sur les composants. La température est maintenue à +55 °C pendant 16 heures; cependant elle varie de 2 à 3 °C entre +53 °C et +57 °C quatre fois par heure; l'humidité est supérieure à 95 %. Puis, l'étuve se refroidit jusqu'à +25 °C et 80 % d'humidité, jusqu'à la fin du cycle de 24 heures. Ce cycle est recommencé autant de fois que l'indique la norme du composant.

NF C 20 605. Essai 5 C : Variations rapides de température

Le composant est placé dans une étuve froide, selon le degré de sévérité, pendant 30 mn ou 3 h selon les composants, puis après 2 à 3 mn à la température ordinaire, dans une étuve chaude pendant le même temps et ce 5 fois.

NF C 20 606. Essai 6 A : Basse pression atmosphérique

Pour les composants destinés aux matériels embarqués ou spatiaux.

Pression mbar	533	85	20	10
mmHg	400	64	15	7,5
Altitude (m)	4 300	16 000	26 000	31 000

NF C 20 608. Essai 8 B : Chocs

Trois chocs dans chacun des sens des trois directions triangulaires entre 30 g pendant 11 ms et 3 000 g pendant 0,2 ms; nombre de cycles en fonction des composants.

NF C 20 610. Essai 10. Moisissures

Les spores sont déposés sur le composant placé en étuve entre 28 °C et 30 °C, humidité 90 % pendant 28 ou 84 jours. On observe si les moisissures se sont développées et si elles ont détérioré la surface du composant.

NF C 20 611. Essai 11 A : Brouillard salin

Le composant est placé en étuve à 35 °C, on pulvérise une solution saline pendant 24-48 ou 96 h. Puis, on lave le composant et on procède aux mesures.

NF C 20 612. Essai 12 C : Robustesse des sorties

On procède à une traction de 10 s, puis à une poussée sur les sorties par fils ou par broches en fonction de leurs section.

Section (mm^2)	⌀ correspondant (mm)	masse (g)	Force traction (N)	Poussée (N)
$s \leqslant 0{,}05$ . .	$d \leqslant 0{,}25$	50	1	0,25
$0{,}05 < s \leqslant 0{,}07$ . .	$0{,}25 < d \leqslant 0{,}3$	125	2,5	0,5
$0{,}07 < s \leqslant 0{,}2$ . . .	$0{,}3 < d \leqslant 0{,}5$	250	5	1
$0{,}2 < s \leqslant 0{,}5$ . .	$0{,}5 < d \leqslant 0{,}8$	500	10	2
$0{,}5 < s \leqslant 1{,}2$ . . .	$0{,}8 < d \leqslant 1{,}25$	1 000	20	4
$1{,}2 < s$	$1{,}25 < d$	2 000	40	8

NF C 20 613. Essai 13 C. Soudure (choc thermique)

Les sorties sont plongées jusqu'à 2 mm du composant pendant 10 s dans un bain de soudure à 260 °C. Puis, on mesure les dérives du composant.

NF C 20 614. Essai 14 A : Immersion

Le composant est immergé pendant 15 mn dans un bain d'eau à 65/70 °C, puis 15 mn dans un bain d'eau à 15/20 °C, à nouveau 15 mn dans le bain à 65/70 °C et enfin dans le bain à 15/20 °C et ce cinq fois.

NF C 20 615. Essai 15 : Vieillissement en stockage

Le composant est placé 12 mois dans un local aéré à l'abri des intempéries et du soleil direct. Les mesures sont effectuées après 3-6-9 et 12 mois.

NF C 20 616. Essai 16 B : Vibrations

Le composant est soumis à une épreuve d'endurance par balayage entre 10 et 55 Hz, ou 10 et 500 Hz, ou 10 et 2 000 Hz, ou 10/5 000 Hz pendant 2 h à 15 h.

On peut également rechercher les résonances du composant.

NF C 20 617. Essai 17 : Vibrations aléatoires à large bande

Cet essai est complexe et limité aux matériels aéronautiques, balistiques et spaciaux.

NF C 20 618. Essai 18 C : Soudabilité : mouillage-démouillage

On vieillit les sorties des composants par exposition pendant 16 h à la vapeur d'eau à 100 °C. Puis, on les plonge dans un bain de soudure à 235 °C; 95 % au moins de la surface immergée doit être recouverte d'un film continu lisse et non granuleux de soudure.

NF C 20 619. Essai 19 B : Essai composite climatique

C'est un essai combiné : 24 h de chaleur sèche, 24 h de chaleur humide, 24 h de froid, essai de basse pression atmosphérique, 24 h de chaleur humide parfois 5 fois 24 h. On obtient un essai rapide du composant.

NF C 20 620. Essai 20 A : Étanchéité des passages

Cet essai consiste à appliquer de part et d'autre du passage une différence de pression d'air de 1 050 mbar. Un récipient plein d'eau mesure les bulles d'air qui s'échappent par suite d'une étanchéité imparfaite.

NF C 20 621. Essai 21 B : Étanchéité des boîtiers (fuite de gaz)

Dans un bain d'huile on place le composant, on abaisse la pression à 10 mbar, 85 mbar, ou 533 mbar pendant 1 mn et on note si des bulles d'air sortent du composant.

NF C 20 622. Essai 22 A : Ininflammabilité

On applique la flamme d'un bec bunsen alimenté par le gaz de ville ou par du propane sur le composant, la durée dépend de sa composition; il ne doit pas s'enflammer.

NF C 20 623. Essai 23 A : Accélération constante

Le composant est fixé sur le plateau d'une machine à accélération centrifuge réglée entre 20 g et 30 000 g, pendant 5 mn dans chacun de ses deux sens et de trois directions trirectangulaires.

NF C 20 624. Essai 24 A : Secousses

Le composant est soumis entre 1 000 et 4 000 secousses, entre 10 et 40 g pour chacun de ses deux sens et de trois directions trirectangulaires, soit au total entre 6 000 et 24 000 secousses.

NF C 20 627. Essai 27 : Tenue des composants aux opérations de nettoyage (marquage)

Le composant est immergé pendant 10 mn, puis séché à +55 °C, dans trois bains de solvant technique, il est frotté avec un tissu de coton doux. Le marquage doit demeurer lisible.

NF C 20 628. Essai 28 : Étanchéité (écoulement de liquide)

Le composant constitué par un boîtier rempli de liquide est placé dans une étuve dont la température est portée entre 1 et 5 °C au-dessus de sa catégorie de chaleur sèche pendant 10 mn. On ne doit observer aucun écoulement de liquide.

NF C 20 629. Essai 29 : Étanchéité (pénétration de liquide)

Le boîtier du composant est immergé dans un bain dont la température est élevée entre 1 et 5 °C au-dessus de sa catégorie de chaleur sèche, entre 10 et 30 mn, Puis, le bain est ramené à la température normale (15/35 °C) entre 20 et 60 mn. On vérifie qu'il n'y a pas de liquide dans le boîtier.

2.3. La fiabilité

C'est un terme moderne qui signifie « plus que la qualité ».

La *qualité* est une assurance donnée à l'utilisateur que le produit a été fabriqué dans toutes les règles de l'art et que ses caractéristiques sont bien conformes aux normes et aux valeurs publiées.

La *fiabilité*, c'est la confiance que l'on peut avoir dans cet élément placé dans un circuit déterminé pour un fonctionnement parfait pendant un certain temps. La fiabilité est relative. Un composant placé dans un circuit bien déterminé peut être fiable pour 10 000 heures. Tandis que la même pièce placée dans un autre circuit ne l'est pas, car elle est surchargée ou mal utilisée.

On tient compte de tous les paramètres dans la définition de la fiabilité : valeur nominale, tolérances extrêmes, puissance dissipée maximale, fréquence du circuit, mode de montage dans le châssis, climat dans lequel l'appareil doit fonctionner, durée de fonctionnement journalier, conditions de transport (chocs et vibrations), etc.

Plusieurs normes traitent de la fiabilité. En particulier la spécification C.C.T.U. 01-09 précise que la fiabilité est la caractéristique d'un produit exprimée par la probabilité d'assurer sans défaillance une fonction déterminée et pendant un temps fixé.

Il est admis que la fiabilité R(t) des composants électronique s'exprime sous la forme :

$$R(t) = e^{-\lambda t}$$

formule dans laquelle λ est le taux de défaillance exprimé en $10^{-n}/h$; λ est supposé constant pendant la durée des essais. Les niveaux de fiabilité sont caractérisés par la valeur du taux de défaillance; le niveau de fiabilité est d'autant plus élevé que λ est plus faible.

La recommandation C.E.I. 271 donne les définitions des terminologies normalisées.

Les **concepts de défaillance** sont définis et classés par cause : mauvais emploi, vitesse d'apparition des défaillances (soudaines ou progressives), par degré (partielles ou complètes) ou par motifs combinés.

La figure 1-2 donne la courbe classique : taux de défaillance en fonction du temps qui présente trois périodes de défaillance :

A. Période des défaillances précoces : ce sont les maladies de jeunesse du matériel ou du composant. Pour les matériels devant avoir une fiabilité exemplaire, cette période de rodage est effectuée en usine avant livraison.

B. Période à taux de défaillance constant : c'est la période de la vie du composant ou du matériel pendant laquelle le taux de défaillance est constant et le plus faible.

C. Période des défaillances d'usure : c'est la période pendant laquelle les risques de défaillances augmentent plus ou moins rapidement. Une maintenance préventive permet de remplacer les organes arrivant à cette période. C'est pourquoi il est très intéressant de pouvoir chiffrer en temps cette courbe pour chacun des principaux composants.

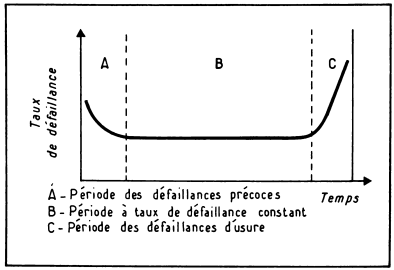


Fig. 1-2. — Courbe donnant le taux de défaillance en fonction du temps, pour la vie d'un matériel ou d'un composant.

Les durées moyennes de vie et les taux de défaillance font l'objet de quatre définitions :

Taux de défaillance moyen observé

Dans une même population, rapport du nombre total de défaillances, à la somme des temps de fonctionnement. Ce taux doit être associé à des intervalles de temps définis et à des conditions de fonctionnement donnés.

Temps moyens observés jusqu'à défaillance M.T.T.F.

C'est la somme des temps de fonctionnement d'une population, divisée par le nombre total des défaillances observées.

Moyenne des temps de bon fonctionnement. M.T.B.F.

S'applique pour des matériels réparables. Pour une période définie dans la vie d'un dispositif, c'est la valeur moyenne des durées de fonctionnement entre les défaillances consécutives, dans des conditions de fonctionnement déterminées et constantes.

Durée de vie moyenne observée

S'applique pour des dispositifs non réparables. C'est la valeur moyenne des durées de fonctionnement jusqu'à défaillance de tous les individus d'une population de dispositif dans des conditions de fonctionnement données.

2.4. Les Normes et spécifications destinées aux principaux composants

Au cours de cette étude des composants passifs nous avons indiqué, pour chacun d'eux, les normes et les spécifications qui s'appliquent. Nous n'allons pas en établir un sommaire ici ; qu'il nous suffise d'indiquer les paragraphes de ce livre qui les explicitent.

Chapitre II :

Les résistances fixes : généralités : § 1-3 et 1-4.
Les résistances bobinées de puissance : § 2-3.
Les résistances bobinées de précision : § 2-4.
Les résistances non bobinées : généralités : § 3-1.
Les résistances à couche de carbone : § 3-2.
Les résistances à couche métallique : § 3-3.
Les résistances à couche épaisse : § 3-4.
Les résistances agglomérées : § 3-5.

Chapitre III :

Les résistances variables bobinées : § 1-1.
Les résistances variables bobinées de précision : § 1-4.
Les résistances variables non bobinées : § 2-1.

Chapitre IV :

Les condensateurs au papier : § 2-3.
Les condensateurs au papier métallisé : § 3-6.
Les condensateurs au film plastique : § 4-1.
Les condensateurs au mica : § 5-3.
Les condensateurs au verre : § 6-3.
Les condensateurs céramique : § 7-3.
Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium : § 8-3.
Les condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide : § 8-6.
Les condensateurs électrolytiques au tantale : § 9-3.

Chapitre V :

Les condensateurs variables : § 1-2 et 1-3.
Les condensateurs ajustables : § 2-1 et 2-3.

Chapitre VI :

Les tôles ordinaires au silicium : § 2-1.
Les tôles au silicium orientées pour circuits normaux et pour circuits coupés (en C) : § 2-2.
Les alliages au nickel : § 2-3.
Le fil de cuivre : § 3-1.
Le fil d'aluminium : § 3-2.
Le fil émaillé : § 3-4.
Le transformateur d'alimentation : § 6.
L'inductance de filtre : § 7.
Le transformateur basse fréquence : § 8-3.

Chapitre VII :

Les ferrites : § 6-3.
Les transformateurs F.I. pour radio : § 8-6.
Les commutateurs : § 10.

3. LES UNITÉS

3.1. Le Système International

Le seul système de mesures légal en France est le système métrique décimal à six unités de base appelé, par la Conférence générale des Poids et Mesures, le Système International S.I.

Il fait l'objet du décret n° 61-501 du 3 mai 1961 publié au *Journal officiel* du 20 mai 1961.

Il est directement dérivé du système MKSA rationalisé (ou système Giorgi).

Les unités de base sont : le mètre, le kilogramme-masse, la seconde, l'ampère, le degré kelvin et la candela. Les unités secondaires sont en relation directe avec les unités de base.

Les unités électriques nous intéressent particulièrement :

A partir de l'*ampère*, intensité de courant dans un circuit, on définit l'unité de tension : le *volt;* l'unité de résistance *:* l'*ohm;* et l'unité de quantité d'électricité : le *coulomb.*

La loi de l'induction $E = \frac{-d\,\Phi}{dt}$ définit le flux d'induction magnétique. Le *weber* (Wb) est le flux d'induction magnétique qui, traversant un circuit d'une seule spire, y produit une force électromotrice de 1 volt, si on l'amène à zéro en 1 seconde par décroissance uniforme.

L'unité d'énergie, le *joule,* apparaît comme le produit soit du volt par le coulomb (électrostatique), soit de l'ampère par le weber (électrodynamique).

Le *henry* est l'inductance électrique d'un circuit fermé dans lequel une force électromotrice de 1 volt est produite lorsque le courant qui parcourt le circuit varie uniformément de 1 ampère par seconde.

La relation Q = C.E définit la capacité. Le *farad* est la capacité d'un condensateur électrique entre les armatures duquel apparaît une différence de potentiel de 1 volt, lorsqu'il est chargé d'une quantité d'électricité de 1 coulomb.

La densité de flux magnétique ou induction magnétique est donnée par la relation $B = \frac{d\,\Phi}{dt}$.

Le *tesla* (T) ou *weber par mètre carré* (Wb/m^2) est l'induction magnétique uniforme qui, répartie sur une surface de 1 mètre carré, produit un flux magnétique total de 1 weber.

L'unité de champ magnétique est l'*ampèretour par mètre* (At/m). L'*ampèretour* (At) est la force magnétomotrice correspondant à un courant de 1 ampère parcourant un circuit d'une seule spire.

Entre l'induction magnétique et le champ magnétique il existe la relation : $B = \mu H$, dans laquelle μ est la perméabilité qui est égale au henry par mètre.

Le tableau de la page suivante donne la liste des principales unités et grandeurs; il a été établi par R.T.C. Les unités en caractère gras sont celles qui figurent dans le décret de 1961. Les autres sont des unités dérivées ou tolérées à titre transitoire. Par exemple : le gauss et le maxwell sont des unités qui ont été remplacées respectivement par le tesla et le weber; elles ne doivent donc pas être utilisées dans l'enseignement et dans les actes officiels.

Nous espérons que ce résumé permettra la remise à jour des connaissances de nos lecteurs au sujet des unités.

PRINCIPALES UNITÉS ET GRANDEURS

	GRANDEUR		UNITÉ			Correspondance Observations
	Nom	Symbole	Nom	Symbole	Valeur	
Espace	longueur	l	**mètre**	m		
			micromètre	µm	10^{-6} m	1 angstrom (Å) = 10^{-10} m
	angle	Ω	**stéradian**	sr		
Temps	temps	t	**seconde**	s		
	fréquence	f	**hertz**	Hz		le cycle par seconde est toléré
Mécanique	vitesse	v	**mètre par seconde**	m/s		
	force, poids	F P ou G	**newton**	N		le kilogramme force (ou poids) est prohibé : 1 kgf (ou p) = 9,8 N
			dyne	dyn	10^{-5} N	
			sthène	sn	10^{3} N	
	énergie, travail	W	**joule**	J	1 Nm	le kilogrammètre est prohibé : 1 kgm = 9,8 J
			erg		10^{-7} J	
			watt-heure	Wh	3 600 J	
			électron-volt	eV	$1{,}59 \times 10^{-19}$ J	
	puissance	p	**watt**	W	1 Nm/s	le cheval-vapeur est prohibé : 1 ch = 736 W
	moment, couple	M	**mètre-newton**	mΛN		
Électricité	Intensité	I	**ampère**	A		
	Tension Force électromotrice Résistance	U E R	**volt**	V		
	Réactance Impédance	X Z	**ohm**	Ω	1 V/A	
	Résistivité	ρ	**ohm-mètre**	Ω . m	1 Vm/A	
	Quantité d'électricité	Q	**coulomb**	C	1 As	
			ampère-heure	Ah	3600 C	
	Énergie	W	**joule**	J	1 VAs	
	Puissance	P	**watt**	W		
	— (apparente)		**volt-ampère**	VA		
	— (réactive)		var	var		
	Champ électrique	E	**volt par mètre**	V/m		
	Capacité	C	**farad**	F	1 As/V	
	Constante diélectrique ou permittivité	ε	**farad par mètre**		1 As/Vm	
Magnétisme	Inductance — mutuelle	L M	**henry**	H	1 Vs/A	
	Flux d'induction magnétique	ø	**weber**	Wb	1 Vs	
			maxwell	M	10^{-8} Wb	
	Champ magnétique	H	**ampère par mètre**	A/m		$4\pi\ 10^{-3}$ œrsted qui est prohibé.
	Induction magnétique	B	**tesla**	T	1 Vs/m²	
			gauss	G	10^{-4} T	
	Perméabilité	µ	**henry par mètre**	H/m	1 Vs/Am	
	Force magnétomotrice	F	**ampère**	A		
Chaleur	Température	θ, T	**degré kelvin**	°K		
		θ, t	**degré celsius**	°C		
	Quantité chaleur	Q	**joule**	J		
			calorie	cal	4,1855 J	
Transmission			**neper**	Np	8,69 dB	
			décibel	dB	0,115 Np	

3.2. Multiples et sous-multiples

Les multiples et sous-multiples décimaux officiels sont portés sur le tableau ci-après .

Facteur par lequel est multiplié l'unité	Préfixe à placer devant le nom de l'unité	Symbole à placer avant celui de l'unité
10^{12}	téra	T
10^{9}	giga	G
10^{6}	méga	M
10^{3}	kilo	k
10^{2}	hecto	h
10^{1}	déca	da
10^{-1}	déci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	milli	m
10^{-6}	micro	μ
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p
10^{-15}	femto	f
10^{-18}	atto	a

4. PRINCIPES DE L'ÉCRITURE DES NOMBRES, DES UNITÉS ET DES GRANDEURS

4.1. Écriture des nombres

On ne doit utiliser ni le point, ni la virgule pour marquer la séparation en tranches d'un nombre comportant un assez grand nombre de chiffres. Cette séparation doit être marquée par un espace de largeur égale à celle d'un chiffre courant.

On sépare ainsi le nombre en tranches de trois chiffres à partir de la virgule, tant pour la partie entière que pour la partie décimale.

L'emploi d'un point à la place d'une virgule pour séparer la partie entière de la partie décimale est interdit. Il y a lieu de veiller particulièrement à cette prescription lors de la traduction de documents en provenance des U.S.A.

4.2. Formation des symboles d'unités

Les symboles normalisés des unités, ainsi que ceux des préfixes associés, sont invariables. En particulier, la substitution d'une majuscule à une minuscule ou l'inverse, celle d'une lettre latine à une lettre grecque ou l'inverse, sont interdites.

Par exemple : écrire kg et non Kg, ou K°, ou kilog; écrire μF et non mf, ou MF (dans ce dernier cas, on commet une erreur de 10^{12}).

Contrairement à ce qui se fait pour les abréviations de mots, les symboles des unités s'écrivent sans point final et ne doivent pas comporter la marque

du pluriel, notamment la lettre « s » qui, par ailleurs, représente la seconde. De même, quand ils sont employés dans l'écriture d'un symbole composé, les noms des unités pour lesquels il n'est pas prévu de symbole ne prennent pas la marque du pluriel.

Par exemple : écrire 28,5 mm et non 28,5 mm. ni 28,5 mms; écrire 100 dyne/cm² et non 100 dynes/cm².

Au cas où l'emploi des symboles normalisés se révèle incommode, notamment si on désire faciliter la compréhension par des lecteurs peu familiarisés avec les normes, il ne faut en aucun cas substituer à ces symboles des abréviations. On doit soit rappeler la signification des symboles, soit écrire en entier les noms des unités.

Par exemple : écrire seconde ou s et non sec.

Lorsqu'une grandeur est le produit de plusieurs autres, le symbole de l'unité de cette grandeur est figuré par le produit des unités composantes, indiqué par un point. Conformément à la règle générale, on peut supprimer ce signe en accolant les symboles successifs, lorsque aucune confusion ne peut en résulter. Par exemple : kVA, Ah, kWh.

Lorsqu'une grandeur est le quotient de deux autres, le symbole de l'unité de cette grandeur est figuré par le quotient des symboles des unités correspondantes, indiqué par un des signes de la division. On peut encore faire usage des exposants négatifs, les signes de la division étant alors remplacés par ceux de la multiplication.

Par exemple, l'unité de vitesse étant le quotient de l'unité de longueur par l'unité de temps, écrire :

$$\text{km/h ou } \frac{\text{km}}{\text{h}} \text{ ou km . h}^{-1}$$

La suppression du signe de la division ou son remplacement par un point sont absolument interdits, de même que le signe de la division par un tiret. Par exemple : unité de vitesse, on ne doit pas écrire km.h, ni kmh, ni km-h.

4.3. Formation des noms d'unité

Lorsqu'une grandeur est le produit de plusieurs autres, on forme le nom de l'unité de cette grandeur en réunissant par un trait d'union les noms des unités correspondantes.

La barre oblique étant le signe de la division ne doit pas être substituée au trait d'union.

Dans le cas des unités les plus courantes, le trait d'union est supprimé et les deux noms sont soudés, mais seulement s'il s'agit du produit de deux unités. Par exemple : mètre-newton, au pluriel : mètres-newtons; ou wattheure, au pluriel : wattheures.

Lorsqu'une grandeur est le quotient de deux autres on forme le nom de l'unité de cette grandeur en intercalant le mot « par » entre le nom de l'unité du dividende et celui du diviseur. En aucun cas, on ne doit omettre le mot « par » ni le remplacer par un trait d'union. Par exemple, vitesse : kilomètre par heure, et non pas : kilomètre-heure, ni kilomètre/heure qui est réservé aux symboles.

4.4. Majuscules

Les noms des unités s'écrivent toujours en minuscules, même lorsqu'on a donné à l'unité le nom d'une personne.

Contrairement aux symboles, les noms des unités prennent la marque du pluriel. Par exemple : un ampère, des ampères.

Les symboles des unités comportent une majuscule lorsqu'on a donné à l'unité le nom d'une personne. Par exemple, ampère : A ; joule : J ; coulomb : C.

4.5. Écriture des grandeurs

L'expression d'une grandeur spécifiée comporte l'indication de la valeur numérique rapportée à une unité déterminée et l'indication de cette unité. En aucun cas, le nom de l'unité composée ne peut être mutilé et réduit à celui d'une unité différente. Par exemple : 30 kilomètres par heure est l'expression d'une vitesse ; 30 kilomètres ne peut être que l'expression d'une longueur.

Dans le cours d'un texte, on ne doit pas représenter les unités par leurs symboles, sauf s'ils sont précédés de chiffres. Par exemple : écrire quarante kilomètres ou 40 kilomètres, ou 40 km, mais non quarante km ; ou le km vaut 1000 m.

Lorsqu'on utilise une unité à division décimale qui possède un symbole littéral, ce symbole doit être placé immédiatement à droite du nombre complet, sur la même ligne et en caractères de même corps.

Lorsque l'unité a pour symbole un signe conventionnel (degré d'angle, minute ou seconde d'angle), il doit être placé soit au-dessus de la virgule, soit immédiatement à droite du nombre complet.

S'il s'agit d'un symbole mixte comportant un signe et une lettre (degré kelvin, degré celsius), il faut le reporter à la droite du nombre complet. Par exemple : 28,5 mm et non 28 mm, 5 ; 18,4 ° et non 18 °,4 ; 25,4 °C et non 25°,4 C ou 25 °C,4.

CHAPITRE II

LES RÉSISTANCES FIXES

1. GÉNÉRALITÉS

1.1. Les définitions

LA RÉSISTIVITÉ

Tous les corps dans la nature sont formés de molécules et d'atomes. La molécule est la plus petite parcelle du corps que l'on peut obtenir à l'état libre (environ 10^{-6} mm). Les molécules d'un corps ne sont pas immobiles. Elles sont animées de mouvements dont les amplitudes dépendent de la nature du corps : solide, liquide, gazeux, et de sa température.

L'atome est la plus petite parcelle d'un élément qui puisse entrer dans la composition d'une molécule. Il est composé d'un noyau très petit et très dense, entouré à de grandes distances relatives par des électrons en rotation ultra-rapide. L'électron est une particule stable de masse $9{,}1 \cdot 10^{-28}$ g. Il possède une charge négative de $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C.

L'interaction des particules les unes sur les autres assure la cohésion de l'atome. Le nombre d'électrons par atome détermine la nature du corps simple. Ces électrons se situent à des distances du noyau correspondant à des niveaux d'énergie bien déterminés. Les électrons participant aux liaisons atomiques sont dans la *bande de valence*. Certains électrons très faiblement liés et pratiquement libres sont dans la *bande de conduction*. Entre ces deux bandes se trouve une bande interdite plus ou moins large selon la nature des corps.

Les *isolants* possèdent une bande interdite large, si bien qu'aucun électron de valence ne peut sauter dans la bande de conduction, la conductibilité électrique est nulle.

Les *conducteurs* ont une bande interdite presque inexistante et des électrons se trouvent toujours dans la bande de conduction. Ces corps sont toujours conducteurs. Au voisinage du zéro absolu (0 °K), par suite de l'arrêt de l'agitation thermique, leur résistivité est très inférieure à celle relevée à la température normale (supraconductibilité).

La *résistivité* est l'unité qui mesure la propriété des corps à avoir des électrons libres dans la bande de conduction. Elle s'exprime en ohm-mètre,

c'est l'unité légale. En pratique, pour les conducteurs on utilise souvent le $\mu\Omega$. cm.

Les conducteurs ont une résistivité de l'ordre de quelques $\mu\Omega$. cm, les isolants atteignent 10^{18} Ω . cm; les semi-conducteurs se situent entre les conducteurs et les isolants : ρ = Ω . cm.

Le meilleur conducteur est l'argent (ρ = 1,46 $\mu\Omega$. cm), puis viennent le cuivre et l'aluminium. Les alliages résistants utilisés pour les résistances bobinées ont une résistivité de l'ordre de 100 $\mu\Omega$. cm.

Les meilleurs isolants sont : la bakelite, le mica, les céramiques, le quartz, les plastiques spécialisés, etc.

La résistivité est variable en fonction de la température. Certains corps ont un coefficient de température positif, c'est-à-dire que la résistivité augmente avec la température; c'est le cas de la plupart des conducteurs. D'autres ont un coefficient de température négatif, pour lesquels la résistivité diminue lorsque la température augmente; c'est le cas d'un grand nombre de semi-conducteurs, d'isolants et de quelques alliages.

La résistivité à la température t par rapport à 0 °C est :

$$\rho t = \rho 0 (1 + \alpha t)$$

α est le coefficient de température positif ou négatif selon les cas.

LA RÉSISTANCE

La résistance d'un corps dépend de sa résistivité, donc de sa nature, mais aussi de ses dimensions. Plus sa longueur est grande, plus les électrons ont de chemin à parcourir et plus ils ont à vaincre les obstacles de la résistivité. Plus sa section est faible et plus la densité des électrons est élevée, augmentant les difficultés.

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

R en Ω (unités légales).
l en m.
s en m^2.
ρ en Ω . m.

Tout corps possède donc une résistance, si petite ou si grande soit-elle, puisqu'il a des dimensions et est constitué par une matière ayant une résistivité.

Les électrons libres possèdent une charge négative élémentaire. Si leur trajectoire est orientée par une source extérieure, c'est une certaine quantité d'électricité qui va parcourir le conducteur. Elle est fonction de la différence de potentiel entre les bornes du conducteur et de sa résistance (*loi d'Ohm*).

$$I = \frac{E}{R} \qquad \text{ou } E = R\,I \qquad \text{ou } R = \frac{E}{I}$$

R en ohms, I en ampères, E en volts.

L'ÉCHAUFFEMENT DES RÉSISTANCES

Les chocs des électrons entre eux dans le conducteur libèrent une énergie (1/2 m v^2) qui, transformée en chaleur, l'échauffe. Cette transformation n'est pas réversible; elle est analogue à un frottement mécanique. La puissance dissipée en chaleur est :

$$P = R\,I^2 \qquad \text{ou} \qquad P = \frac{E^2}{R} \qquad \text{ou} \qquad P = E\,I$$

P en watts, R en ohms, I en ampères, E en volts.

Tout conducteur parcouru par un courant s'échauffe. Ce phénomène est particulièrement important pour les résistances qui doivent parfois dissiper une puissance élevée sous un faible volume.

La température superficielle d'une résistance est la somme de l'échauffement et de la température ambiante maximale. Elle ne doit pas dépasser la valeur indiquée par le constructeur.

La température ambiante à prendre en considération n'est pas celle de la pièce, mais celle du lieu de fonctionnement à l'intérieur du châssis. Elle dépend des éléments voisins qui radient de la chaleur.

On doit également tenir compte des possibilités de refroidissement de la résistance. Il ne faut jamais la surcharger, car sa stabilité et sa durée de fonctionnement seraient profondément altérées.

La température de l'ambiance est donc à mesurer sur une maquette définitive, afin de bien contrôler tous les paramètres.

Les petites résistances (jusqu'à 2 W) sont fixées par leurs fils de sortie qui doivent être de fort diamètre, et courts. Ils sont soudés sur des masses métalliques appréciables.

Les résistances de puissance sont fixées par des bagues ou par des colliers reliés à des masses métalliques importantes. Leur dilatation est appréciable, aussi leur fixation ne doit pas être trop rigide, afin de ne pas produire des tensions mécaniques internes dangereuses. Elles sont placées verticalement, pour bénéficier d'un meilleur refroidissement par convection de l'air autour et dans le tube de la résistance.

Les matériaux utilisés pour fixer et isoler les résistances doivent supporter les températures élevées généralement atteintes en service normal.

LES RÉSISTANCES EN CONTINU ET EN ALTERNATIF

En courant continu, les résistances suivent la loi d'ohm et n'appellent pas de commentaire particulier.

Si on savait fabriquer des résistances pures, il en serait de même en alternatif; mais il n'existe pas de technologie le permettant. Toutes les résistances répondent au schéma de la figure 2-1. Selon les modèles et la valeur ohmique de l'échantillon, le coefficient de self-induction en série et la capacité en parallèle sont plus ou moins importants, et se comportent donc différemment en alternatif. Les éléments L et C provoquent des déphasages et déterminent une fréquence de résonance plus ou moins accentuée. Comme ils sont généralement de faible valeur, ces résonances se produisent pour des fréquences très élevées. L'impédance à ces fréquences peut être très différente de la résistance nominale.

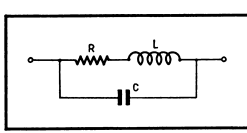


Fig. 2-1. — Représentation schématique d'une résistance réelle.

En général, les résistances de *faibles valeurs* (inférieures à 30 Ω) sont toujours *inductives* et devraient être montées en série dans le circuit en évitant toute inductance parasite.

Les résistances de *fortes valeurs* (supérieures à 3000 Ω) sont toujours *capacitives* et devraient être montées en parallèle dans le circuit en évitant toute capacité parasite.

Les résistances *moyennes* (entre 30 Ω et 3000 Ω) ont leur terme réactif qui s'annule pour une certaine fréquence. Elles sont difficiles à monter, car on doit éviter aussi bien la capacité que le coefficient de self-induction parasites.

Les résistances qui se comportent le mieux en H.F. sont celles à couche métallique et de fortes valeurs ainsi que les résistances bobinées spéciales « non inductives ». En prenant des précautions de montage on peut obtenir un fonctionnement satisfaisant jusqu'à 1 GHz. Ensuite, viennent les résistances à couche de carbone (à 100 MHz), les résistances agglomérées et les résistances bobinées ordinaires (environ 1 MHz).

Les fréquences mentionnées sont des ordres de grandeur et dépendent du modèle, et sa valeur ohmique, de son montage sur le châssis et du type de circuit. Il faut une longue expérimentation sur un appareil définitif avant de pouvoir avancer des chiffres précis sur ce cas particulier.

LES CARACTÉRISTIQUES PUBLIÉES PAR LES CONSTRUCTEURS

Résistance nominale. — C'est la valeur portée sur le corps de la résistance.

Tolérance. — C'est un pourcentage, en plus et en moins autour de la valeur nominale, que le fournisseur s'engage à respecter pour toutes les pièces livrées. Elle s'entend pour des pièces neuves avant usage, car par la suite les variations peuvent être plus importantes après un fonctionnement prolongé.

En fabrication de série, toutes les résistances livrées doivent pouvoir être montées et donner un fonctionnement correct de l'appareil; le prototype doit être établi dans ce sens.

Cette indication de la tolérance doit toujours être précédée de signe ±, car la valeur ohmique réelle peut être située en plus ou en moins de la valeur nominale.

Puissance nominale. — C'est la puissance que peut dissiper la résistance en air calme à la pression atmosphérique normale et pour une température ambiante indiquée par le fabricant, entre 20 °C et 70 °C, selon les modèles. Elle est déterminée afin que dans ces conditions aucun point de la résistance ne dépasse la température fixée pour ce type de fabrication.

Si la température ambiante est plus élevée, il faut diminuer la puissance admissible, afin de rester dans les limites de température de la résistance. Des courbes de réduction sont établies pour chacun des modèles.

Pour obtenir une bonne fiabilité de montage, il ne faut jamais dépasser 50 % de Pn pour les résistances de précision et 70 % de Pn pour les résistances d'usage courant.

Tension maximale aux bornes. — Elle est limitée par la rigidité diélectrique des constituants de la résistance. Pour une puissance nominale donnée, plus la valeur ohmique de la résistance augmente, plus la tension aux bornes croît. Elle est donnée par la formule :

$$E = \sqrt{PR}$$

U en volts lorsque P est en watts et R en ohms.

Chaque fabricant donne pour ses résistances la tension aux bornes à ne pas dépasser. Pour les faibles valeurs ohmiques la tension aux bornes est au dessous de la tension maximale admise et la résistance est limitée par la puissance nominale.

Puis, pour une valeur de résistance à la puissance nominale on atteint la tension maximale aux bornes. Cette valeur est appelée la *résistance critique :*

$$R_c = \frac{E^2}{P}$$

Au delà de Rc, la résistance est limitée par la tension aux bornes et ne peut plus être employée à la puissance nominale. C'est un point très important et qui est parfois négligé à tort. La figure 2-2 donne en exemple la courbe correspondante pour une résistance de 0,5 W admettant 500 V aux bornes; elle est fabriquée entre 10 Ω et 10 MΩ. On voit qu'entre 10 Ω et 500 kΩ la résistance peut être utilisée à 0,5 W, puissance nominale. Par contre, entre 500 kΩ et 10 MΩ, la tension aux bornes ne doit pas dépasser 500 V; la puissance admissible diminue de ce fait de 0,5 W à 0,025 W, ce qui est considérable.

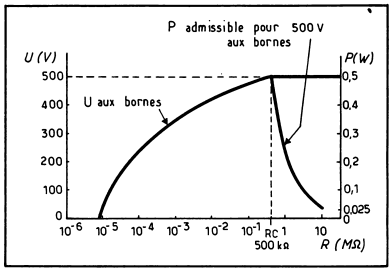


Fig. 2-2. — Limitation d'utilisation des résistances en fonction de la puissance et de la tension aux bornes.

Coefficient de tension. — C'est la mesure de la variation de la valeur ohmique de la résistance en fonction de la tension à ses bornes. Elle s'exprime en pourcentage de variation par volt. Le coefficient de tension est négligeable pour les résistances bobinées et les résistances à couche de métal. Il est appréciable pour les résistances agglomérées (0,02 %/V).

Coefficient de température. — Il exprime la variation de la valeur de la résistance par degré d'élévation de température. Comme cette variation est faible, elle est mesurée en 10^{-6}/°C. En général le coefficient de température est faible pour les résitances comprises entre 10 Ω et 10 kΩ, puis il augmente plus ou moins rapidement pour les résistances de forte valeur.

Les métaux et les alliages utilisés pour les résistances bobinées et à couche métallique ont un coefficient de température positif ou voisin de zéro. Par contre le carbone possède un coefficient de température négatif comme les isolants et les semi-conducteurs.

Sur certains catalogues l'unité habituelle 10^{-6}/°C est remplacée par l'expression américaine ppm/°C (part par million).

Stabilité. — On dit qu'une résistance est stable lorsque, après un long usage, sa valeur reste proche de celle qu'elle avait à l'origine. Cette variation de valeur dépend du type et de la technologie de fabrication. Les résistances bobinées ou à film métallique sont très stables, les résistances agglomérées le sont moins.

Cette stabilité, ou cette dérive est indiquée par le fabricant pour chacun de ses modèles.

Tension de bruit. — Tous les conducteurs, dont toutes les résistances produisent aux bornes une tension parasite produite par l'agitation thermique des molécules en fonction de la température absolue mesurée en °K. Au voisinage du zéro absolu : 0 °K = — 273 °C l'agitation thermique cesse ainsi que le bruit correspondant .On ne peut rien pour réduire ou modifier ce bruit, appelé « bruit blanc » à une température donnée.

A ce bruit thermique, il s'ajoute dans les résistances un bruit occasionné par le passage du courant. Lorsque la structure molléculaire est homogène, comme dans les métaux et les alliages, cette tension de bruit est faible. Par contre, la structure hétérogène des résistances agglomérées produit une tension de bruit relativement importante

Elle s'exprime en μV par volt aux bornes (μV/V). Pour tous les modèles cette tension augmente pour les résistances de fortes valeurs. Elle limite la possibilité d'amplification des appareils, si le choix du type de résistance n'est pas judicieux.

1.2. Les différents types de résistance

LES RÉSISTANCES BOBINÉES DE PUISSANCE

Elles dissipent une puissance élevée et sont utilisées dans tous les circuits de puissance. Elles ont une bonne stabilité, un coefficient de température moyen, un coefficient de tension et une tension de bruit négligeables. Elles ne peuvent pas être employées en H.F. à cause de leur coefficient de self-induction élevé. Certains modèles sont prévus pour fonctionner en haute-fréquence. Bien utilisées, elles présentent une bonne fiabilité.

LES RÉSISTANCES BOBINÉES DE PRÉCISION

Elles présentent un volume plus important à puissance égale que les résistances bobinées normales. Elles offrent une très haute stabilité, un coefficient de tension et une tension de bruit négligeables. Les modèles normaux ne peuvent être employés en H.F.; les modèles « anti-inductifs » se comportent bien. Leur fiabilité est très bonne.

Elles sont utilisées comme étalon dans les circuits nécessitant une grande précision.

LES RÉSISTANCES A COUCHE

Elles peuvent être soit au carbone, soit à film métallique.

Elles ont une bonne stabilité, un coefficient de température et un coefficient de tension très bas. Les résistances à film métallique sont les meilleures du point de vue H.F. et elles sont en plein développement.

Leur fiabilité peut être remarquable. Cependant, elles nécessitent des précautions d'emploi, car, aux valeurs élevées, leur couche est très mince et elles peuvent être endommagées par une surcharge ou par une maladresse au cours du montage.

LES RÉSISTANCES AGGLOMÉRÉES

Elles sont petites et relativement les moins chères. Leur stabilité est médiocre, leur tension de bruit et leurs coefficients de température et de tension sont appréciables. Correctement utilisées dans des circuits admettant leurs caractéristiques, elles ont une bonne fiabilité. Cependant leur emploi est de moins en moins fréquent.

1.3. Le marquage des résistances

Il s'effectue soit en clair, soit selon le code des couleurs normalisé.

En général, les résistances de puissance, de précision, à haute stabilité et les modèles spéciaux sont marqués en clair.

En revanche, les résistances agglomérées ou à couche d'usage courant sont marquées selon le code des couleurs.

Si la résistance est trop petite pour recevoir toutes les indications normalisées, elles sont portées sur l'emballage. Les résistances marquées selon le code des couleurs sont petites et ne peuvent recevoir sur le corps que leur

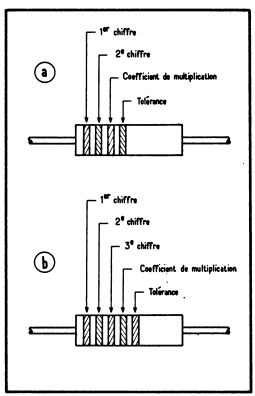


Fig. 2-3. — Code des couleurs : *a)* à quatre anneaux, *b)* à cinq anneaux. (NF C 93011).

Couleurs	chiffres significatifs	Coefficient de multiplication	Tolérance
argent		0,01	±10 %
or		0,1	± 5 %
noir	0	1	
brun	1	10	± 1 %
rouge	2	10^2	± 2 %
orange	3	10^3	
jaune	4	10^4	
vert	5	10^5	
bleu	6	10^6	
violet	7		
gris	8		
blanc	9		

valeur ohmique et la tolérance au moyen des anneaux colorés. Les autres indications sont portées sur l'emballage (modèle, nom et marque du fabricant, dissipation, date de fabrication).

Le code des couleurs est donné par le tableau ci-avant. Les anneaux sont disposés selon la figure 2-3. Il répond à la recommandation C.E.I. 62, à la norme française U.T.E. NF C 93.011 et à la spécification C.C.T.U. 01.06.

Le code classique prévoit quatre anneaux colorés : (fig. 2-3 *a*)

Le premier en partant de la gauche et au bord de la résistance donne la valeur du premier chiffre. Le second anneau indique la valeur du second chiffre, le troisième le coefficient de multiplication et le quatrième la tolérance. L'absence du quatrième anneau indique que la tolérance de la résistance est ±20 %.

Le nombre de décimales est indiqué par la teinte or ou argent du troisième anneau. L'or correspond à 0,1 fois les deux premiers chiffres indiqués, et l'argent à 0,01 fois.

Pour les résistances de précision, marquées selon les valeurs des listes E 48 et E 96, il a fallu normaliser un code à cinq anneaux (fig. 2-3 *b*). On rencontre en partant de la gauche : trois chiffres significatifs au lieu de deux, le coefficient de multiplication et la tolérance. La signification des couleurs est bien entendu la même que pour le code à quatre anneaux.

1.4. La normalisation des valeurs

Il est inutile de fabriquer des résistances, ou même d'autres composants, de valeurs nominales telles qu'elles se recoupent par leurs tolérances. On choisit donc une progression logarithmique convenable en fonction de la tolérance. Ainsi, pour ±20 %, on a six valeurs par décade, soit ($\sqrt[6]{10}$) la série E 6; pour ±10 % ($\sqrt[12]{10}$) la série E 12; pour ±5 % ($\sqrt[24]{10}$) la série E 24; pour ±2 % ($\sqrt[48]{10}$) la série E 48 et pour ±1 % ($\sqrt[96]{10}$) la série E 96 qui comprend 96 valeurs par décade. La série E 192 ($\sqrt[192]{10}$) est utilisée pour le marquage des résistances de très haute précision dont la tolérance est inférieure à ± 1 %.

Les séries E6, E12, et E 24 comportent deux chiffres significatifs, elles peuvent être marquées en clair, ou au moyen du code à 4 anneaux.

Les séries E 48, E 96 et E 192 nécessitent trois chiffres significatifs, elles sont marquées en clair le plus souvent ou au moyen du code à 5 anneaux.

Le tableau ci-après donne les valeurs des séries E 6 à E 96 les plus courantes. Ces valeurs se répètent de décade en décade pour couvrir toute la gamme de fabrication de ce type de résistance, ou de composant.

Cette liste des valeurs est conforme à la norme NFC 93 010 et aux spécifications CCTU 01.05 et CEI 63.

Le marquage des résistances en clair peut être effectué selon la norme NFC 93 011 (CEI 62) :

— Symboles des valeurs ohmiques : unités :R, mille : K, million : M. Exemples : 0,1 Ω = R10,1 Ω = 1 R0, 5,9 Ω = 5 R9, 332 Ω = 332 R, 1 kΩ = 1 K0, 33,2 kΩ = 33 K2, 22 MΩ = 22 M.

— Tolérances : ± 0,1 % = B, ± 0,25 % = C, ± 0,5 % = D, ± 1 % = F ± 2 % = G, ± 5 % = J, ± 10 % = K, ± 20 % = M.

Ce code n'est pas très employé.

±20 % - E6	±10 % - E12	±5 % - E24	±2 % - E48	±1 % - E96	±20 % - E6	±10 % - E10	±5 % - E24	±2 % - E48	±1 % - E96
100	100	100	100	100	330	330	330	332	332
				102					340
			105	105				348	348
				107			360	365	357
		110	110	110					365
				113				383	374
			115	115		390	390		383
	120	120	121	118				402	392
				121					402
			127	124			430	422	412
		130		127					422
			133	130				442	432
				133					442
			140	137				464	453
				140	470	470	470		464
			147	143				487	475
150	150	150		147			510		487
			154	150				511	499
				154					511
		160	162	158				536	523
				162					536
			169	165		560	560	562	549
				169					562
	180	180	178	174				590	576
				178					590
			187	182			620	619	604
				187					619
			196	191				649	634
		200		196					649
			205	200	680	680	680	681	665
				205					681
			215	210				715	698
				215					715
220	220	220	226	221			750	750	732
				226					750
			237	232				787	768
		240		237					787
			249	243		820	820	825	806
				249					825
			261	255				866	845
				261					866
	270	270	274	267			910	909	887
				274					909
			287	280				953	931
				287					953
		300	301	294					976
				301					
			316	309					
				316					
				324					

1.5. Abaques facilitant les calculs avec des résistances

LOI D'OHM (Abaque 1-1)

$$I = \frac{E}{R} \qquad E = RI \qquad R = \frac{E}{I}$$

C'est un abaque à points alignés; en réunissant par une droite deux valeurs connues, on obtient la troisième.

PUISSANCE ÉLECTRIQUE (Abaque 1-2)

Un circuit résistant R, parcouru par un courant I, produit une chute de tension $E = RI$, et par suite il y a production d'une puissance $P = EI$ ou $P = RI^2$.

En alignant deux valeurs connues on obtient la troisième.

RÉSISTANCES EN PARALLÈLE (Abaque 1-3)

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \ldots + \frac{1}{R_n}$$

la résistance résultante est plus petite que la plus petite.

Dans le cas de deux résistances on a :

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Les mêmes formules s'appliquent dans le cas du montage de condensateurs *en série :*

$$C = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots + \frac{1}{C_n}$$

et

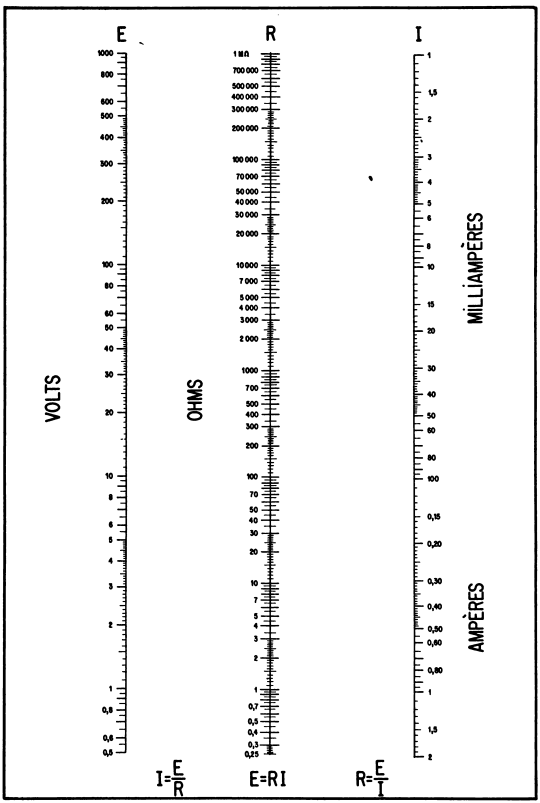
$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

pour deux condensateurs.

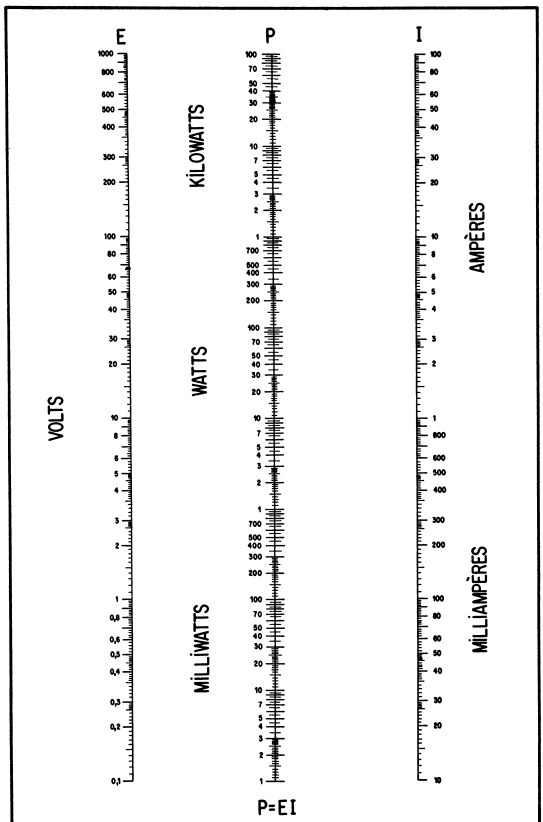
L'abaque se compose en réalité de deux abaques juxtaposés. Le premier comprend les deux obliques et l'axe central. Il permet d'évaluer la résistance équivalente à deux résistances en parallèle (ou la capacité équivalente à deux capacités en série). On relie par une droite la valeur des deux composants pris sur les obliques et on lit la valeur résultante sur l'échelle verticale.

Si on a plus de deux résistances en parallèle (ou de capacités en série) on peut commencer par évaluer l'équivalent des deux premières, puis cet équivalent avec la troisième et le nouveau résultat avec la quatrième. Mais, dans la pratique, il vaut mieux utiliser les inverses. On prend l'inverse de chacune des valeurs des résistances en parallèle (ou des condensateurs en série), on additionne ces inverses et on prend l'inverse du total. Les deux échelles extrêmes sont des échelles d'inverses qui permettent de résoudre facilement des problèmes de ce genre.

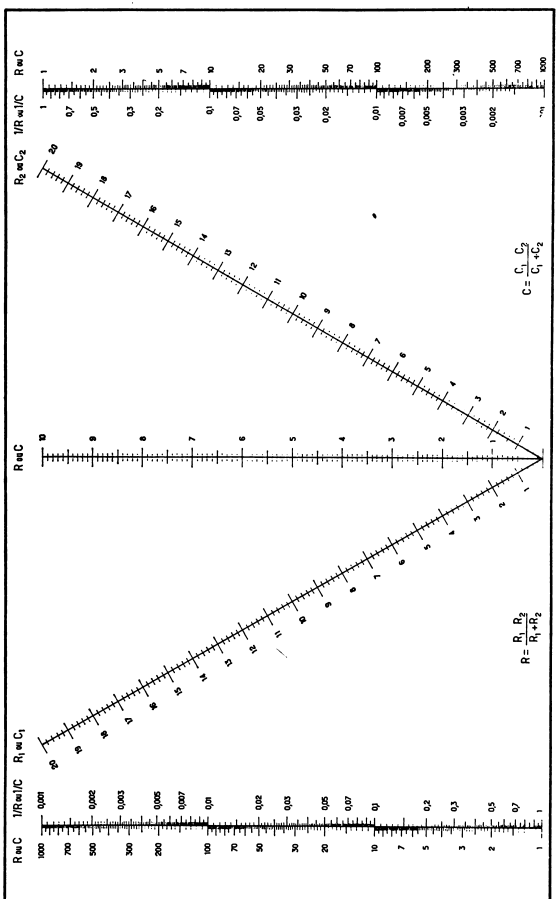
Si un nombre n'est pas sur l'échelle, il suffit de le diviser par une puissance de 10, mais son inverse doit être multiplié par la même puissance.



ABAQUE I


E
P
I
VOLTS
WATTS
KILOWATTS
MILLIWATTS
AMPÈRES
MILLIAMPÈRES
P=EI

ABAQUE II


R ω C
1/R ω C
R₁ ω C₁
R ω C
R₂ ω C₂
1/R ω C
R ω C
$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$
$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

ABAQUE III

2. LES RÉSISTANCES BOBINÉES

2.1. Le fil résistant

Pour réaliser une résistance, le plus simple consiste à prendre un fil ayant une certaine résistivité dont on calcule la longueur et la section, afin d'obtenir la résistance et la puissance désirées. La section du fil est déterminée par la puissance à dissiper en chaleur de façon que sa température soit inférieure à celle admise en service courant par le fil et par le support.

Afin que la longueur du fil ne soit pas trop importante, on choisit un métal ou un alliage ayant une résistivité élevée. D'autre part, on désire que son coefficient de température soit le plus faible possible, afin d'avoir une bonne stabilité.

Les métaux simples ne conviennent pas, car ils ont une résistivité faible et un coefficient de température élevé.

La métallurgie moderne a mis au point des alliages ayant une résistivité élevée, un coefficient de température faible pour une plage de température très large.

Les principaux alliages utilisés sont les suivants : (noms commerciaux de *Driver-Harris* et de *Gilby-Fodor*).

Nom	Composition	ρ $\mu\Omega$. cm	Coef. de T 10^{-4}/°C	T max °C
Résistances de puissance				
Nichrome V	Ni 80 % Cr 20 %	108	+100	1 200
Tophet A				
Résistances de précision				
Kazma	Ni 75 % Cr 19 % Fe 3 % Al 2 %	133	±20	1 150
Evanohm	Ni 75 % Cr 20 % Fe 2 % Cu 3 %	133	±10	300
Advance A	Ni 42 % Cu 58 %	50	±40	600
Manganin Cupron . . . Constantan	Ni 45-40 % Cu 55-60 %	50	±40	500

Les alliages pour résistances de précision ont un coefficient de température très variable, parfois positif, puis négatif dans la plage d'utilisation.

Ils sont livrables, soit en fils nus ou oxydés, soit en fils émaillés (classe F 155 °C), soit en rubans nus ou oxydés.

La fabrication des rubans et des fils de section appréciable ne rencontre pas de difficultés spéciales. Ils permettent la construction des résistances de faible valeur ohmique.

En revanche, pour atteindre les valeurs élevées qui sont nécessaires à l'industrie électronique, il a fallu mettre au point la fabrication de fils très fins, particulièrement délicate.

Les normes prescrivent les diamètres minimaux à employer de façon à obtenir une bonne fiabilité. Le diamètre d'un fil nu ne doit pas descendre au dessous de 100 μm. Les fils protégés peuvent atteindre 63 μm pour certaines normes militaires et 45 μm pour d'autres normes professionnelles. Il existe cependant des fils jusqu'à 10 μm pour le bobinage des résistances miniatures. Pour obtenir des résistances précises, il faut que le diamètre du fil soit bien régulier, c'est-à-dire que le tréfilage doit être parfait. Il est suivi d'un recuit entre 800 °C et 900 °C pour les alliages au nickel-chrome sous atmosphère inerte, pour stabiliser leurs caractéristiques.

2.2. Le support

Le fil résistant doit être bobiné sur un support réfractaire, tenant aux températures élevées et possédant une bonne conductibilité thermique.

Il est généralement :

— en **stéatite** composé à base de silicate de magnésie,

— en **alumine** qui est un oxyde d'aluminium aggloméré,

— en **oxyde de béryllium** plus rarement.

Le tableau ci-après donne quelques caractéristiques de la stéatite et de l'alumine.

Caractéristiques	Stéatite faibles pertes	Alumine à 99,5 %
Densité en g/cm³	2,6-2,8	3,7-3,9
Coefficient dilatation entre 20 et 1 000 °C	8-9	7-8
Conductibilité thermique en W/mm.°C	$0{,}2 \cdot 10^{-3}$	$2{,}5 \cdot 10^{-3}$
Température maximale d'utilisation en °C	1 300	1 750
Rigidité diététique en kV/mm	15-18	30-35
Permittivité relative	6	9
Résistivité transversale à 20 °C en Ω/cm	10^{13}-10^{13}	$>10^{14}$
Facteur de pertes à 20 °C à 50 Hz	$10\text{-}15 \cdot 10^{-4}$	$<5 \cdot 10^{-4}$
à 1 MHz	$3\text{-}5 \cdot 10^{-4}$	$<5 \cdot 10^{-4}$

L'alumine possède une conductibilité thermique, au moins, dix fois supérieure à celle de la stéatite; on améliore ainsi la dissipation des calories produites par la résistance. Cependant l'alumine est beaucoup plus chère que la stéatite.

2.3. Les résistances bobinées de puissance

Elles sont utilisées :

— pour le démarrage des moteurs; elles sont soumises à des surcharges répétées et à des transitoires,

— pour les ponts d'alimentation des matériels électriques et électroniques,

— pour les circuits électroniques de puissance, en continu en alternatif, ou en haute fréquence.

Elles doivent supporter la dissipation de puissance prévue sans aucune altération du fil, du support ou de l'isolant, c'est-à-dire être très robustes.

FABRICATION

Ces résistances sont composées d'un support, d'un fil bobiné et généralement d'une protection. Les sorties se font par fil axial pour les faibles puissances, par bague ou par collier pour les puissances importantes.

Le support est généralement un tube, soit lisse, soit nervuré en hélice pour maintenir le fil. Sa dilatation doit être du même ordre de grandeur que celle du revêtement, de façon à éviter toute tension mécanique qui se traduit par des fissures. A ce moment, la protection contre les agents extérieurs est illusoire. C'est pourquoi les fabricants se sont livrés à des études très importantes en vue de mettre au point des formules de céramiques non sujettes à électrolyse sous tension continue et d'émaux à haute température (900 °C) n'attaquant pas le fil. Ces deux composants devant parfaitement s'associer.

Pour les résistances de faible valeur et de forte puissance on utilise un ruban bobiné à plat ou sur la tranche à spires espacées sur un support lisse.

Le ruban peut être en nickel-chrome ou en nickel-cuivre.

Au fur et à mesure que la valeur ohmique augmente, pour une puissance déterminée, le diamètre du fil diminue. Le gros fil nu est maintenu par la nervure en hélice du support. Un fil nu, non protégé, ne peut être très fin, car il devient trop fragile aux chocs mécaniques et à l'oxydation au contact de l'air. Un fil au-dessous de 100 μm devrait toujours être protégé.

Le fil plus fin est bobiné à spires espacées sur un support lisse s'il est nu, et à spires jointives s'il est isolé. La température du fil isolé est limitée par l'émail et par l'oxyde à 155 °C, tandis que les fils nus protégés peuvent atteindre 400 °C si le fil le permet. On peut utiliser ainsi les fils jusqu'à 15 μm de diamètre. En effet, il est protégé de l'oxydation par le revêtement qui améliore sa conductibilité thermique, donc son refroidissement.

Les fils de sortie sont en cuivre étamé. Les bagues peuvent être en laiton ou en nickel. Le fil résistant est soudé sur les sorties soit par point électrique, soit par une soudure à haute température.

Il existe trois sortes de protection : la peinture cuite au four, le ciment incombustible et la vitrification.

La peinture cuite au four est utilisée pour la protection sommaire des résistances destinées au matériel grand public, elles sont limitées à 125 °C (classe C de la norme NF C 83 210).

Les résistances cimentées sont prévues pour une température maximale superficielle de 175 °C (classe B) ou 260 °C (classe A).

Les résistances vitrifiées sont les meilleures et les plus courantes sur le matériel professionnel. Elles peuvent atteindre au point le plus chaud entre 350 °C et 400 °C. Les normes sont moins sévères et prévoient 275 °C (classe G de la spécification C.C.T.U. 04.02.C) et 350 °C (pour la classe V de la même spécification).

Les résistances ajustables sont assujetties à la norme NF C 93214 leur température superficielle est limitée à 275 °C.

CARACTÉRISTIQUES

Les normes et spécifications se rapportant à ces résistances sont les suivantes :

— Résistances fixes — généralités : C.E.C.C. 40 000, U.T.E. NF C 83 200, C.E.I. 115-1A.

— Résistances fixes à forte dissipation : C.E.C.C. 40 020, U.T.E. NF C 83 210, U.T.E. NF C 93 214, C.C.T.U. 04-02 C, C.E.I. 115-4.

Leurs principales caractéristiques sont :

— *Tolérances :* ±10 % (normale), ±5 % et ±1 % (sur demande), ±20 % ou 0,1 Ω pour les résistances inférieures à 1 Ω.

— *Gamme des valeurs :* série E 24, série E 12 préférentielle.

— *Tension aux bornes :* résistances nues ou peintes : 7 V/mm de longueur de corps; résistances sous ciment ou vitrifiées : 10 à 12 V/mm pour les modèles professionnels à haute fiabilité. Certains modèles d'usage courant vitrifiés atteignent même 15 à 20 V/mm.

— *Coefficient de température :* doit être inférieur à $160 \cdot 10^{-6}$/°C ou à $250 \cdot 10^{-6}$/°C, selon les alliages utilisés.

— *Constante de temps thermique :* 50 à 300 secondes selon la puissance et le type.

— *Stabilité :* le coefficient de température est faible, et les variations occasionnées par un choc thermique, par l'humidité ou par une surcharge passagère ne sont pas importantes. Toutes ces causes peuvent entraîner à la longue une variation de résistance maximale de 5 %.

— *Tension de bruit :* négligeable.

— *Température maximale :* dépend des classes définies par les normes entre 125 °C et 350 °C; température minimale pour le matériel professionnel : — 55 °C.

Il faut se souvenir que des résistances placées verticalement admettent 10 % de puissance de plus que les mêmes résistances montées horizontalement, pour un même échauffement. Si on doit prévoir plusieurs résistances dans le même châssis, il faut les espacer suffisamment, afin de permettre leur refroidissement. Pour dix résistances espacées chacune de 63 mm en air libre, la puissance admissible est réduite de moitié. En coffret fermé, elle n'est plus que de 35 %. En général on doit espacer les résistances d'axe en axe d'au moins cinq fois leur diamètre extérieur.

Par contre, une ventilation forcée avec une vitesse d'air de 5 m/s permet d'augmenter jusqu'à trois fois la puissance admissible. Certaines résistances spéciales peuvent être refroidies par une circulation d'huile ou d'eau distillée.

Les constructeurs donnent, pour chacun de leurs modèles, une courbe indiquant la réduction de la puissance en fonction de la température de l'ambiance et une courbe donnant l'échauffement maximal en fonction de la puissance dissipée tenant compte de la position de la résistance (fig. 2-4, spécification C.C.T.U. 04-02 C).

— *Fiabilité :* pour être certain de leur fiabilité, il ne faut pas les utiliser à plus de 50 % de leur puissance nominale, dans les conditions les plus dures. Il ne faut pas, non plus, choisir les modèles construits avec un fil inférieur à 45 µm de diamètre. Les très petites résistances bobinées n'étant pas suffisamment fiables, il vaut mieux adopter des modèles à film métallique qui sont plus robustes.

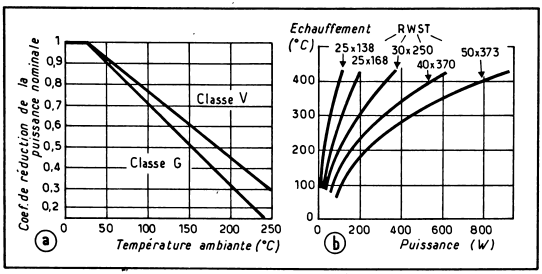


Fig. 2-4. — En (a) : courbes de réduction de la puissance nominale en fonction de la température ambiante (C.C.T.U. 04-02 C).
En (b) : échauffement maximal en fonction de la puissance pour les résistances *Sfernice* « *Traction* »

PRINCIPAUX MODÈLES

Sfernice - M.C.B.

• **Les résistances nues ou semi-vitrifiées** sont principalement destinées aux essais de laboratoire, quelques modèles de faible puissance et de faible valeur se trouvent dans les circuits électroniques.

— Gamme des valeurs : d'une fraction d'ohm à moins de 1 000 Ω résistance bobinée avec un ruban ou un fil (Ni-Cr) sur un support de céramique nervuré. Séries : E6-E12.
— Puissance : 10 W à 600 W.
— Températures limites : −55 °C à + 450 °C.
— Tolérances : ± 20 % au dessous de 1 Ω, ±10 % de 1 Ω à 10 Ω, ±5 % sur demande au dessus de 10 Ω.
— Coefficient de température : $\pm 75 \cdot 10^{-6}$/°C. (typique).

• **Les résistances semi-vitrifiées de faible valeur ohmique et de forte puissance** sont constituées par un ruban bobiné à plat ou sur la tranche. La vitrification assure la fixation du ruban sur le tube support. Elles sont employées, entre autre, pour le démarrage des moteurs électriques.
— Gamme des valeurs : 0,07 Ω à 68 Ω. Séries E6 . E12.
— Puissance : 160 W (0,07 Ω à 13 Ω) à 1 000 W (0,40 Ω à 68 Ω)
— Températures limites : — 55 °C à +450 °C.
— Tolérances : ±10 % au dessous de 1 Ω, ±5 % au-dessous.
— Coefficient de température : $\pm 75 \cdot 10^{-6}$/°C (typique) −25 à $+180 \cdot 10^{-6}$/°C limites.
— Si la charge n'est appliquée que pendant quelques secondes avec un temps de repos de 3 à 7 fois cette durée, la puissance de la résistance peut être multipliée par 2 à 5.

• **Les résistances peintes et cuites au four** ne sont pratiquement plus fabriquées elles sont remplacées par des résistances recouvertes d'une laque ou d'une résine. A ce moment elles admettent une température superficielle maximale de 275 °C (norme G) et sont d'un emploi courant. Deux séries à signaler :

— série normale : 1,5 W (0,15 Ω à 1 500 Ω) à 16 W (0,27 Ω à 56 kΩ).
Tolérances : ±20 % au dessous de 1 Ω, ±5 % au dessus, série E12.
— Série semi-précision : 1 W (0,10 Ω à 2 kΩ) à 10 W (0,10 Ω à 126 kΩ).
— Tolérances : ±5 %, ±2 %, ±1 %, ±0,5 %.
Températures limites : −65 °C à +275 °C.
Coefficients de température :
série normale : < 250 . 10^{-6}/°C.
semi-précision : +10 à −50 . 10^{-6}/°C.

• **Les résistances vitrifiées** répondent aux nécessités les plus dures prescrites pour le matériel professionnel électronique et pour la traction électrique.

— Série normale : 13 W (1 Ω à 10 kΩ) à 320 W (4,7 Ω à 220 kΩ).
— Série traction : 180 W (2,7 Ω à 100 kΩ) à 600 W (8,2 Ω à 360 kΩ)
Tolérance : ±5 % série E24.
Températures limites : −55 °C à + 450 °C.
Coefficient de température : toujours positif, typique +75, limite +150 . 10^{-6}/°C.

• **Les résistances ajustables vitrifiées** sont conformes à la norme NFC 93214, température maximale 275 °C, série préférentielle E6. Le fil ne doit pas être inférieur à 100 µm.
Gamme des valeurs : 21 W (33 Ω à 1,5 kΩ) à 180 W (330 Ω à 22 kΩ). Tolérance : ±10 %. Coefficient de température typique +75 . 10^{-6}/°C.

• **Les résistances vitrifiées à sorties axiales** sont prévues pour le matériel professionnel; les valeurs élevées dont le fil est très fin doivent être surveillées quant à leur fiabilité. (spécification C.C.T.U. 04-02C).
Gamme des valeurs : 4 W (0,1 Ω à 5,6 kΩ) dimensions : 12,5 × 5 mm, à 25 W (0,68 Ω à 82 kΩ) dimensions : 65 × 14 mm. Tolérances : ±5 %, ±10 %, série E12. Coefficient de température typique +75.10^{-6}/°C. Températures limites : −55 °C à +350 °C.

• **Les résistances moulées semi-précision** sont moins puissantes. (Spécification C.C.T.U. 04-09) gamme des valeurs : 0,75 W (0,1 Ω à 2 kΩ) dimensions : 6,5 × 2,5 mm, à 2 W (0,05 Ω à 12,3 kΩ) dimensions : 16,2 × 6,2 mm. Tolérances : ±0,5 % à ±5 %, série préférentielle E24.

• **Les résistances semi-précision** montées sur un radiateur permettent une dissipation importante sous un faible volume. (Spécification C.C.T.U.-04-10). L'isolement entre la résistance et le radiateur est de 10^7 MΩ.
Gamme des valeurs : 10 W (0,01 Ω à 11,8 kΩ) sur chassis 413 cm², dimensions : 16,3 L × 8,5 l × 8,9 h mm, à 50 W (0,0075 Ω à 130 kΩ) sur chassis 536 cm², dimensions : 50 L × 15,5 l × 15 h mm. Tolérances : ±0,5 % à ±10 %, températures limites : −55 °C à +275 °C.

2.4. Les résistances bobinées de précision

Elles sont utilisées partout où l'on a besoin d'une précision supérieure à ±1 %, d'une stabilité absolue et d'une absence totale de bruit de fond. Ce sont des modèles professionnels, d'un prix élevé.

Ce type de résistance connaît une extension importante depuis quelques années due à son excellent comportement en H.F.

On sait fabriquer maintenant des résistances bobinées dont le temps de montée est de l'ordre de 20 ns. Dans la gamme de —55 °C à +125 °C., leur coefficient de température atteint ±2 à 3 . 10^{-6}/°C, alors qu'il est de ±50 à 100 . 10^{-6}/°C pour les résistances à couche métallique et de ±200 à 350 . 10^{-6}/°C pour les résistances à couche de carbone.

Les stabilités sont respectivement de :

10 . 10^{-6}/an et 30 . 10^{-6}/3 ans pour les résistances bobinées;

0,5 %/an pour les couches métalliques;

et 1 %/an pour les couches de carbone.

De plus, on peut modifier la composition des alliages utilisés pour les fils résistants de façon à obtenir toute une gamme de coefficients de température positifs ou négatifs en fonction de l'utilisation désirée.

FABRICATION

Le fil. — En général on emploie des alliages spéciaux tels que le *Karma* ou l'*Evanohm* pour les résistances supérieures à 500 Ω, leur coefficient de température typique est de ±10 . 10^{-6}/°C, mais il peut atteindre ±2 . 10^{-6}/°C. Pour les résistances inférieures à 500 Ω on préfère le *Manganin* ou *Constantan*.

Tous ces alliages résistifs présentent une caractéristique non linéaire en fonction de la température. Cependant, les coefficients de température centrés autour de zéro ont une plage linéaire pour une variation de température limitée; en connaissant ces courbes et en se maintenant en fonctionnement dans une gamme de température étroite, on améliore encore la précision et la stabilité de ces résistances.

En effet, en fonctionnement normal, on doit surdimensionner la résistance de façon à éviter son échauffement; Il ne s'agit plus ici de puissance, mais de précision. Certains fabricants proposent des coefficients de température spéciaux s'étendant de ± 3 . 10^{-6}/°C à —50 . ± 20 . 10^{-6}/°C et à + 6 000 ± 300 . 10^{-6}/°C.

La valeur ohmique maximale indiquée pour chacun des modèle est généralement obtenue avec un fil de 25 µm, ce qui nécessite des précautions très importantes lors du bobinage et du montage pour obtenir une bonne fiabilité. Pour des modèles spéciaux certains fabricants employent des fils de 15 et de 12 µm.

Le fil peut être isolé, soit à l'émail, soit à l'émail et au nylon. La rigueur du diamètre du fil est importante, ainsi que l'épaisseur de l'isolant; ces paramètres conditionnent la tenue de la résistance aux fréquences élevées.

Les fils de connexion peuvent être en alliage cuivre-nickel étamé, en cuivre étamé, en nickel doré ou en fer plaqué cuivre, selon le mode de soudure : à la vague étain-plomb ou par point électrique.

Le support peut être en stéatite ou en plastique.

Les résistances miniatures utilisées en continu peuvent avoir un support lisse sur lequel on bobine le fil, car la valeur de leur self-induction n'est pas critique.

Par contre, les résistances prévues pour fonctionner en alternatif ou sous impulsion doivent présenter un coefficient de self-induction pratiquement nul. On l'obtient grâce à un support à gorges en nombre pair. Le fil isolé est bobiné dans la première gorge, puis le sens est inversé dans la deuxième gorge et ainsi de suite. Le nombre de spires étant le même dans chacune des gorges, on obtient une self-induction résultante très faible de l'ordre du µH.

Certains modèles miniatures sont montés dans un boîtier métallique de transistor, genre TO5; les sorties se font par des fils isolés par des perles de verre (dummet). Les petits modèles ont des sorties axiales ou radiales; les fils sont ancrés dans le support. Dans les modèles plus importants les sorties se font par cosses dont la base est noyée dans les flasques extrêmes du support.

La finition. — La résistance est passée à l'étuve, puis imprégnée et surmoulée généralement avec une résine époxy. Ainsi, on obtient un ensemble homogène qui réagit de la même façon aux variations de température et qui est hermétique.

CARACTÉRISTIQUES

- **Normes :** U.T.E. NF C 93 217, U.T.E. NF C 83 220, C.E.I. 266 C.E.I. 115-5 C.C.T.U. 04-09, C.E.C.C. 40.300.
- **Puissance :** entre 0,05 W et 2 W.
- **Tolérances :** inféricures à ±1 %, jusqu'à ±0,001 % pour les valeurs moyennes de la plage des résistances fabriquées. Les lots d'une même valeur peuvent être appariés jusqu'à ±0,001 %.

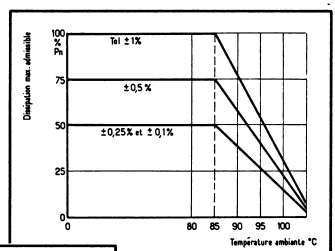


Fig. 2-5. — Dissipation maximale en fonction de l'ambiance et de la précision désirée.

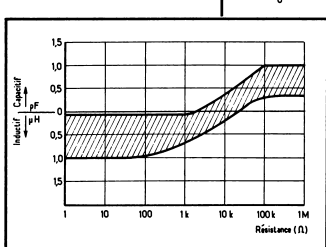


Fig. 2-6. — Réactance inductive et capacitive en fonction de la valeur de la résistance bobinée utilisée en H.F. : 1 MHz.

Pour R < 5 kΩ : réactance inductive < 1 µH

Pour R > 5 kΩ : réactance capacitive < 1 pF

Pour les tolétances serrées, la puissance nominale doit être réduite; la figure 2-5 donne les courbes généralement appliquées. Certains fabricants indiquent des courbes meilleures; par exemple, la température ambiante maxi-

male pour la puissance nominale atteint 125 °C ,au lieu de 85 °C; d'autres admettent 90 % de P_n pour $\pm 0{,}5$ % au lieu de 75 %, mais tous prescrivent 50 % de P_n pour $\pm 0{,}25$ % et au-dessous.

Haute fréquence. — Les résistances « non inductives » pour H.F. ou à temps de montée rapide pour ordinateurs doivent présenter une très faible réactance et aucun effet d'oscillation. On sait qu'en H.F. les résistances de faible valeur sont toujours inductives, alors que les résistances de valeur plus élevée sont toujours capacitives.

Les principaux modèles H.F. sont utilisables du continu jusqu'à 30 MHz, leur fréquence de résonance propre est supérieure à 100 MHz.

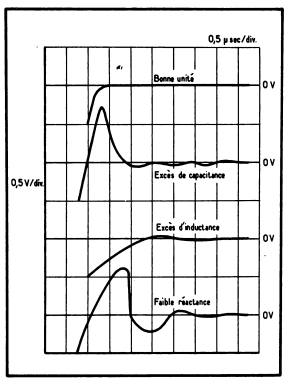


Fig. 2-7. — Temps d'établissement de différentes résistances sous l'effet d'une impulsion à front raide.

A ces fréquences leur comportement est donné par la figure 2-6. Les courbes de la figure 2-7 montrent le temps d'établissement de différentes résistances sous l'effet d'une impulsion à front raide. Avec les résistances bobinées spéciales on obtient un temps de montée de 20 ns.

Ces résultats sont obtenus grâce à une étude poussée de tous les paramètres de fabrication :

— Dimensions de la résistance;

— Technique de bobinage et nombre de gorges; plus une résistance en, comporte plus sa réactance est faible;

— Dimension du fil et épaisseur de l'isolant qui conditionnent la capacité répartie de la bobine;

— Nombre de tours par gorge : s'il est trop petit, la réactance ne peut être vérifiée; s'il est trop grand, la résistance se comporte comme une bobine de choc;

— Disposition du fil le long des différentes gorges; si elle n'est pas uniforme et ne suit pas un profil géométrique correct, elle peut entraîner des variations importantes de réactance d'un modèle à l'autre; elle est essentielle pour l'obtention d'une bonne reproductibilité.

DIFFÉRENTS MODÈLES

Résistances miniatures sous boîtier métallique genre TO5 (fig. 2-8)

— Gamme des valeurs : 50 Ω à 2 MΩ.
— Tolérances : ± 0,01 % à ± 1 %, selon les valeurs :
de 50 Ω à 500 Ω ± 0,1 % à ± 1 %;
de 500 Ω à 1 kΩ ± 0,02 % à ± 1 %.
de 1 kΩ à 2 MΩ : ± 0,01 % à ± 1 %.

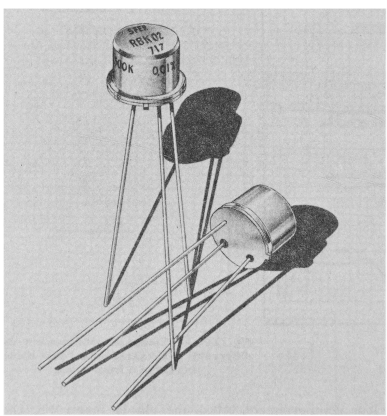


Fig. 2-8. — Résistances de précision sous boîtier métallique genre TO5 (*Sfernice RBK02*).

— Dissipation nominale : 0,25 W à 70 °C (tolérance ± 1 %).
— Coefficient de température : $\pm 5 . 10^{-6}$/°C.
— Tension limite aux bornes : 200 V.
— Limites de température : −55 °C à +125 °C.

Résistances miniatures moulées pour circuits imprimés (fig. 2-9).

Exemple : RWKO2 *Sfernice.*
Gamme des valeurs : 100 Ω à 1 MΩ.
Dissipation maximale : 0,2 W à 125 °C d'ambiance.
Tolérances : ± 0,01 % (10 kΩ à 1 MΩ) à ± 1 % (100 Ω à 1 MΩ).
Coefficient de température : $\pm 2 . 10^{-6}$/°C à $\pm 10 . 10^{-6}$/°C.
Températures limites : −55 °C à +155 °C.

Résistances moulées à sorties axiales

Exemple : RAK *Sfernice.*
Gamme des valeurs : 0,1 W (5 Ω à 200 kΩ) à 0,5 W (10 Ω à 10 MΩ).
Tolérances : ± 0,01 % (100 Ω à 10 MΩ) à ± 1 % (5 Ω à 100 Ω).
Coefficient de température : ± 2 . 10^{-6}/°C à ± 10 . 10^{-6}/°C.
Températures limites : −55 °C à + 155 °C.

Résistances ultra-précision en boîtier métallique étanche (RXK025 *Sfernice*)

Gamme des valeurs : 0,25 W à 25 °C (100 Ω à 1 M Ω).
Tolérances : jusqu'à : ±0,05 % (100 Ω à 1 kΩ), ±0,01 % (1 kΩ à 10 kΩ), ± 0,002 % (10 kΩ à 100 kΩ), ± 0,001 % (100 kΩ à 1 MΩ).
Coefficient de température : ±1 . 10^{-6}/°C à ± 5 . 10^{-6}/°C.
Températures limites : −55 °C à +125 °C.

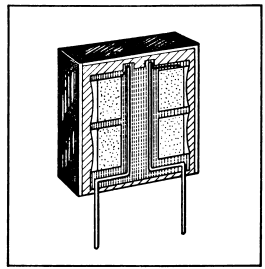


Fig. 2-9. — Résistances miniatures moulées pour circuit imprimé. *(RWKO2 Sfernice).*

Résistances à sorties par cosses radiales

— Gamme des valeurs : 1 Ω à 8 MΩ.
— Tolérances : certains fabricants construisent une première résistance, la stabilisent par traitement thermique et la mesurent ; une résistance d'appoint est placée en série pour obtenir la précision désirée. La figure 2-10 donne en A la présentation de la résistance pour les tolérances comprises entre ± 1 % et ± 0,25 % ; en B avec résistance d'appoint pour les tolérances comprises entre ± 0,1 % et ± 0,01 %.

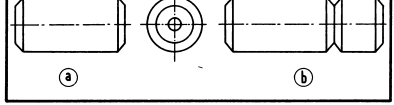


Fig. 2-10. — Résistances à sorties radiales : a) pour les tolérances comprises entre ± 1 % et ± 0,25 % ; b) avec appoint pour les tolérances comprises entre ± 0,1 et ± 0,01 %.

— Dissipation nominale : 0,25 W à 1 W.
— Coefficient de température : $\pm 2 . 10^{-6}$/°C à $\pm 10 . 10^{-6}$/°C.
— Tension limite aux bornes : 250 V à 800 V et 2000 V.
— Limites de température : — 55 °C à + 125 °C.

Réseaux de résistances compacts

Ces réseaux sont étudiés sur demande pour constituer, par exemple : jeux appariés, convertisseurs analogiques-digitaux, réseaux de sommation, éléments binaires, ponts en T, déphaseurs, etc...

On obtient une précision jusqu'à ± 0,002 % et un appariage jusqu'à ± 0,001 %, avec un coefficient de température jusqu'à $\pm 2 . 10^{-6}$/°C entre 0 et 85 °C, avec un temps de montée jusqu'à 20 ns à la fréquence demandée par l'utilisateur.

Résistances de puissance non inductives

Certains constructeurs sortent maintenant des résistances de puissance à enrobage silicone et sorties axiales dont la plage de température s'étend de −65 °C à +275 °C (caractéristiques U norme C.C.T.U.) ou +350 °C (caractéristique V).

De nombreuses précautions doivent être prises pour l'isolement du fil, du support et de l'enrobage. En particulier, le support est en alumine ou en oxyde de béryllium; le bobinage ne peut plus être réalisé à spires rangées dans des gorges, mais selon le type Ayrton-Perry (fig. 2-11), sur un support lisse on bobine en sens inverse deux enroulements isolés qui sont branchés en parallèle. Si les deux enroulements sont bien symétriques, les tensions aux points de contact des fils sont nulles et les problèmes d'isolement ne se posent pas.

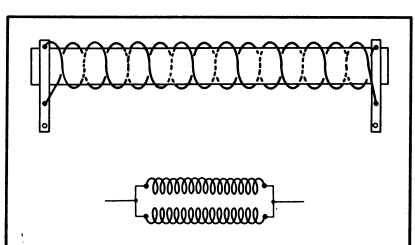


Fig. 2-11. — Principe du bobinage *Ayrton-Perry*.

Caractéristiques générales

— Gamme des valeurs : 0,01 Ω à 275 kΩ.
— Tolérance standard : ± 1 %, sur demande jusqu'à ± 0,01 % et selon les valeurs.

— Dissipation nominale : 0,5 W à 15 W (caractéristique U) et 18 W (caractéristique V).

— Coefficient de température : $\pm$ 10 . 10^{-6}/°C, parfois supérieur pour les faibles valeurs ohmiques et coefficients de température spéciaux entre — 50 . 10^{-6}/°C à + 6 000 . 10^{-6}/°C.

— Tension limite aux bornes : 160 V à 1250 V.

— Limites de température : — 65 °C à + 275 °C ou + 350 °C.

— Stabilité : 0,5 % sur 2 000 H à 275 °C et 3 % sur 2 000 H à 350 °C.

On voit que le fait de pouvoir fonctionner à une température élevée entraîne une dérive assez importante de la valeur de la résistance. On ne peut pas obtenir, à la fois une très bonne stabilité et un échauffement important.

3. LES RÉSISTANCES NON BOBINÉES

3.1. Généralités

Les résistances non bobinées sont prévues généralement pour une dissipation nominale entre 1/10e W et 2 W; des modèles spéciaux de puissance à couche métallique ou agglomérés existent sur certains catalogues.

Elles sont plus petites et plus économiques que les résistances bobinées. L'élément résistant peut être à base de carbone, constitué par un film métallique ou par une couche épaisse d'émail conducteur.

Les résistances non bobinées sont classées en deux grandes catégories :

— *les résistances d'usage courant,* dont la stabilité est moyenne, mais dont le prix est faible; ce sont les résistances agglomérées et les résistances à couche dites d'usage courant;

— *les résistances à haute stabilité* comprenant les résistances à couche de carbone et les résistances à couche métallique dites à haute stabilité.

En outre, elles peuvent différer dans ces catégories par la protection. On distingue :

— *les résistances non isolées* dont la protection est formée par une mince couche de vernis ou de plastique, parfois par un enrobage de résine synthétique; ces protections ne sont pas parfaitement étanches et ne supportent pas les essais de rigidité diélectrique et d'isolement après les essais climatiques.

— *les résistances isolées,* qui sont protégées par un revêtement moulé ou par un tube de résine, de verre ou de céramique; les résistances isolées, mieux protégées, peuvent être utilisées dans des conditions plus sévères; de plus elles peuvent être plaquées contre une surface métallique sans risque de court-circuit.

Elles doivent subir avec succès la totalité des essais normalisés étudiés au cours du chapitre II (NF C 20 600). De plus après les essais climatiques, elles sont soumises à nouveau aux essais de rigidité diélectrique et d'isolement. (NF C 93 230).

Les caractéristiques générales des résistances non bobinées sont les suivantes :

Tension maximale aux bornes

Elle est différente pour les deux catégories :

P_n (W)	1/16	1/10 ou 1/8	1/4	1/2	1	2
Résistances d'usage courant		(1/10) 150 V	250 V	350 V	500 V	500 V
Résistances à haute stabilité.	150 V	(1/8) 250 V	300 V	350 V	500 V	750 V

On relève dans les catalogues quelques modèles admettant des tensions maximales aux bornes légèrement différentes de celles indiquées ci-dessus (NF C 93 230).

Coefficient de tension

Résistances agglomérées : doit être inférieur à 350 . 10^{-6}/V pour 0,25 et 0,5 W, et inférieur à 200 . 10^{-6}/V pour 1 et 2 W.

Résistances à couche de carbone : compris entre 10 et 30 . 10^{-6}/V.

Résistances à film métallique : compris entre 5 et 20 . 10^{-6}/V.

Ce sont les résistances agglomérées qui ont le coefficient de tension le plus élevé, il faut en tenir compte.

Tension de bruit

Elle provient surtout du *bruit de courant* qui est provoqué par le passage du courant dans la résistance.

Le bruit blanc ou bruit thermique est toujours très faible. La tension de bruit contient surtout des fréquences basses inférieures à 10 kHz, donc audibles. Elle s'exprime en μV/V et elle augmente avec la valeur ohmique de la résistance.

Elle est comprise entre :

1 et 10 μV/V pour les résistances agglomérées;

0,1 et 2 μV/V pour les résistances à couche de carbone;

0,01 et 0,2 μV/V pour les résistances à couche métallique.

Coefficient de température

Le coefficient de température typique est de l'ordre de :

— 1 200 . 10^{-6}/°C pour les résistances agglomérées;

— 500 . 10^{-6}/°C pour les résistances à couche de carbone;

± 50 . 10^{-6}/°C pour les résistances à film métallique.

Ces coefficients sont plus élevés pour les valeurs de résistances dépassant 1 MΩ. La figure 2-12 donne en exemple la courbe du coefficient de température pour une résistance à couche de carbone d'usage courant; entre 0,22 Ω et 10 Ω il est $< \pm$ 300 . 10^{-6}/°C, entre 10 Ω et 10 MΩ la courbe montre que sa valeur moyenne passe de — 200 à — 1 500 . 10^{-6}/°C.

Stabilité

La stabilité moyenne ou dérive de la valeur de la résistance après un essai de 1000 heures dans des conditions normales d'utilisation est de :

15 % pour les résistances agglomérées;

1 à 1,5 % pour les résistances à couche de carbone;

0,1 à 0,5 % pour les résistances à couche métallique.

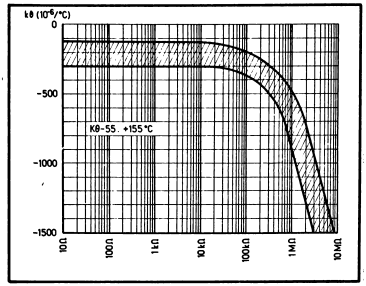


Fig. 2-12. — Courbe du coefficient de température pour une résistance à couche de carbone d'usage courant *(0,5 W RBX003 L.C.C.).*

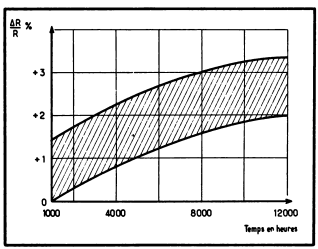


Fig. 2-13. — Allure de la dérive en fonction du temps pour une résistance à couche de carbone d'usage courant *(0,25 W L.C.C.)*

La figure 2-13 donne l'allure de la dérive en fonction du temps pour une résistance à couche de carbone d'usage courant de 0,25 W.

Dissipation admissible

Elle est déterminée par la température ambiante à l'intérieur de l'appareil en fonctionnement dans les conditions les plus sévères. Théoriquement on peut utiliser la résistance à la puissance nominale, jusqu'à la température ambiante indiquée par le fabricant (généralement 70 °C); au-dessus, on doit se conformer à la courbe de réduction de la dissipation maximale en fonction de la température ambiante. Cette courbe aboutit à 0 % de dissipation pour la température maximale admissible pour le corps de la résistance (généralement 155 °C).

Afin d'obtenir une meilleure stabilité et une fiabilité supérieure on recommande de ne pas dépasser 70 % de la dissipation ainsi calculée pour les résistances d'usage courant et 50 % pour les résistances à haute stabilité. Une prédétermination aussi précise que possible de la température ambiante est nécessaire afin d'éviter les surcharges.

Fiabilité

Les fabricants donnent pour chaque type de fabrication des courbes donnant le taux de fiabilité en % par 1 000 H de fonctionnement, en fonction de la température ambiante et du rapport de la puissance appliquée sur la puissance nominale. Ils donnent également la correspondance avec le taux en unités par heure(fig. 2-14). Le taux de fiabilité c'est le risque d'avoir un défaut sur une résistance utilisée dans ces conditions.

Par exemple, un appareil utilisé à une température moyenne de 35 °C et dont les résistances supportent 40 % de leur puissance nominale a fonctionné pendant un certain temps avant d'avoir une défaillance. En multipliant le nombre de résistances de l'appareil par le nombre d'heures de fonctionnement on obtient 201 millions de pièces . heures. On en déduit le taux de fiabilité en unités par heure : $\lambda = 0{,}005 \cdot 10^{-6}$.

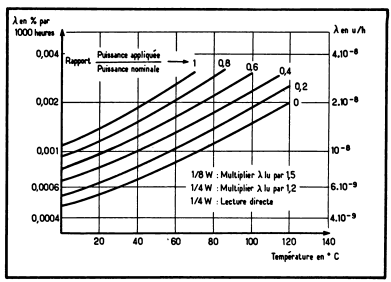


Fig. 2-14. — Taux de fiabilité en % par 1 000 heures et en unités par heure en fonction de la température ambiante et du rapport de la puissance appliquée sur la puissance nominale pour des résistances à couche de carbone de 0,5 W d'usage courant (L.C.C.).

La fiabilité des résistances agglomérées est bonne; la durée de vie et la fiabilité des résistances à couche de carbone sont excellentes : 0,001 à 0,01 % de taux de défaillance pour 1 000 heures à la puissance nominale et à 70 °C; celle des résistances à couche métallique est encore supérieure et atteint 0,0008 % dans les mêmes conditions.

Choix des valeurs

On doit éviter d'utiliser des valeurs ohmiques très élevées, supérieures à 2,2 MΩ, dont la stabilité est réduite, et celles inférieures à 10 Ω dont les sorties occasionnent parfois des incidents, de plus ces résistances sont inductives ce qui limite la plage couverte en haute fréquence, par rapport aux résistances de même modèle et de valeurs plus importantes. Si, pour accroître la dissipation, on utilise une combinaison de résistances, on doit préférer le *groupement en série.*

Cablage et soudure

Il convient de disposer les fils des résistances de façon à éviter les contraintes, en particulier celles dues à la dilatation des supports, provoquée par les variations de température du matériel.

La stabilité d'une résistance peut être affectée si la soudure des sorties a été mal exécutée. Il y a lieu de prendre les précautions suivantes :

— souder à 10 mm au moins du corps de la résistance, sinon utiliser des pinces de refroidissement.

— chauffer juste le temps nécessaire pour que la soudure soit réussie, (max. 2 à 4 s),

— employer une soudure de qualité à fusion rapide,

— ne pas utiliser un fer trop chaud ou trop puissant.

ABAQUES A POINTS ALIGNÉS

La figure 2-15 se rapporte aux résistances d'usage courant et la figure 2-16 aux résistances à haute stabilité. Ces abaques permettent de faire le choix d'une résistance et de vérifier ses conditions de travail.

Ils donnent la puissance, la tension aux bornes, l'intensité et la résistance. Il suffit de connaître deux paramètres et de les aligner : la droite qui les joint donne les deux autres. Cette droite ne doit jamais pénétrer dans les zones interdites (hachurées) qui correspondent à une surcharge du modèle considéré. Ces zones interdites sont tracées pour des températures ambiantes inférieures ou égales à la température maximale d'emploi à pleine charge. Si la température ambiante est supérieure, il faut en tenir compte et retracer les zones interdites.

3.2. Les résistances à couche de carbone

FABRICATION

Par dépot de carbone

Ce procédé, le plus ancien est, maintenant complétement abandonné; en effet l'élément résistant composé d'un mélange de carbone et d'isolant se comporte comme une résistance agglomérée avec ses défauts et pas avec sa qualité de robustesse. Il est supplanté par le procédé par pyrolyse de carbone pur.

Par cracking de carbone (pyrolyse)

Le support est constitué par un bâtonnet de céramique dont la composition est voisine de celle utilisée pour les supports de résistances bobinées. Le bâtonnet est extrudé, puis cuit au four à 1250 °C et enfin poli, car sa surface ne doit pas présenter d'irrégularités. Il est revêtu de carbone selon deux variantes :

— *four à production discontinue:* les bâtonnets sont placés en vrac dans un four électrique à parois épaisses; on fait à l'intérieur un vide meilleur que 0,1 mm Hg, tandis que sa température est portée entre 900 °C et 1100 °C; à ce moment, on injecte dans le four une quantité strictement contrôlée d'hydrocarbure (méthane, butane ou benzine) et d'argon; le gaz se décompose et le carbone se dépose sur tous les bâtonnets ainsi que sur les parois du four; l'épaisseur de la couche est fonction du volume d'hydrocarbure; l'opération de pyrolyse dure entre 1 H$^1/_2$ et 2 H.

— *four tunnel continu* (fig. 2-17) : c'est la variante la plus moderne; les bâtonnets de céramique sont placés dans un magasin à droite du four; celui-ci est traversé dans toute sa longueur par un tube de quartz qui tourne sur lui-même; les bâtonnets sortant du magasin sont poussés dans le four par un système mécanique représenté par la flèche; ils sont calés entre la paroi du four et le tube de quartz, ils tournent donc sur eux-mêmes; le four est chauffé par induction de façon progressive; les bâtonnets traversent la zone de préchauffage où ils sont portés à 1100 °C; le méthane pur est introduit dans la

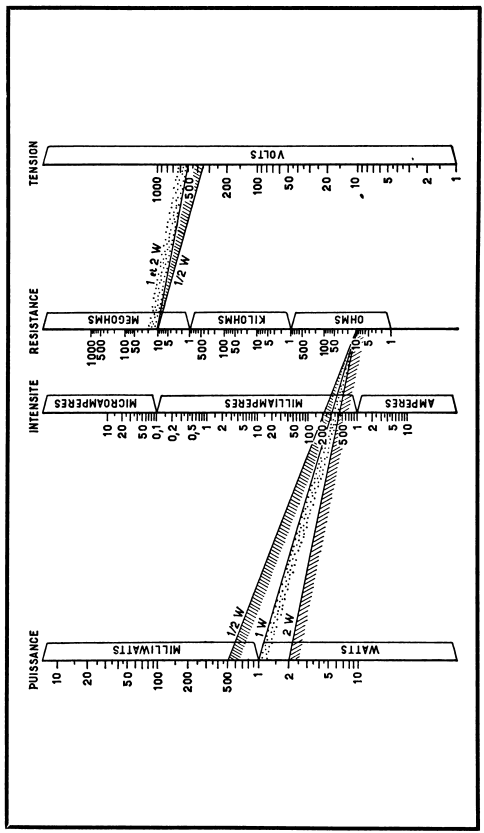


Fig. 2-15. — Abaque à points alignés pour le choix des résistances non bobinées d'usage courant de 0,5 à 1 W.

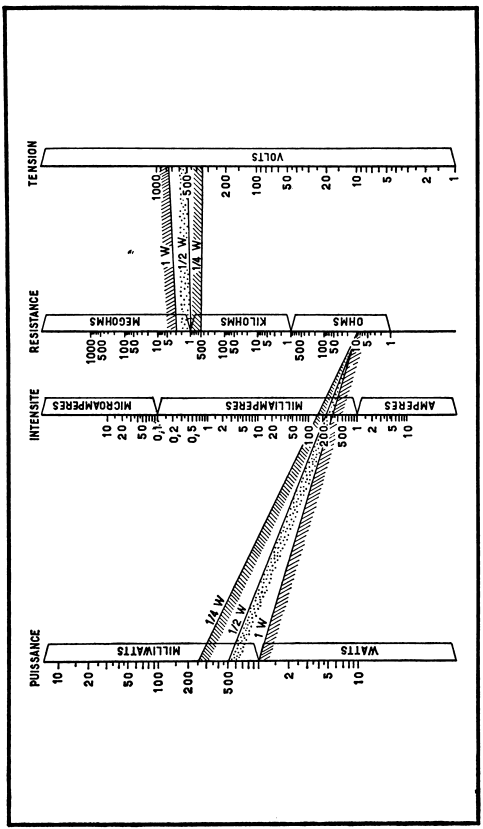


Fig. 2-16. — Abaque à points alignés pour le choix des résistances non bobinées à haute stabilité de 0,25 à 1 W.

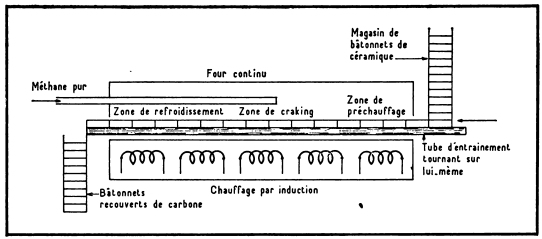


Fig. 2-17. — Four tunnel continu pour la fabrication des résistances à couche de carbone pyrolytique.

zone de cracking dont l'atmosphère est inerte; son débit est strictement contrôlé; cette zone étant moins chaude (900 °C), les bâtonnets arrivent ainsi légèrement plus chauds que le tube de quartz et le carbone se dépose seulement sur les bâtonnets; puis ils passent dans la zone de refroidissement et se déversent dans le magasin situé à gauche du four.

Cette variante permet le contrôle automatique permanent de la fabrication avec correction immédiate des différents paramètres.

Le film de carbone pyrolytique est entièrement cristallisé, il est très adhérent et présente une dureté voisine de celle du diamant.

La détermination de la valeur ohmique peut se faire en fonction de l'épaisseur de la couche. Cependant, on a observé que les couches très minces, nécessitées par les fortes valeurs, étaient fragiles et instables. Ainsi, par exemple, une couche de 1 μm donne un coefficient de température de $-180 \cdot 10^{-6}$/°C, tandis qu'une couche de 1/1000 μm possède un coefficient de température de $-1800 \cdot 10^{-6}$/°C, soit dix fois plus élevé. C'est pourquoi on préfère choisir une couche un peu plus épaisse et augmenter sa longueur en traçant une spirale sur le tube (fig. 2-18); la valeur ohmique de l'ébauche non spiralée croît avec le carré du nombre de spires.

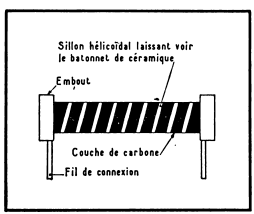


Fig. 2-18. — Représentation schématique d'une résistance spiralée.

Le spiralage était réalisé sur un tour spécial par une meule diamantée. Le tour s'arrêtait automatiquement lorsque la valeur ohmique désirée était obtenue grâce à un pont de mesure. On a remarqué que pour avoir une bonne fiabilité il faut que le spiralage couvre au moins 80 % de la longueur libre entre les capsules des embouts. Les derniers équipements comparent la valeur à obtenir avec celle de l'ébauche et calculent le nombre de spires et leur pas de façon à couvrir tout le corps de la résistance. Le spiralage est obtenu par un faisceau laser. Grâce à ce nouveau procédé automatique, piloté par un microprocesseur, la précision des résistances fabriquées est comprise entre ± 1 % et ± 5 %.

La largeur minimale du sillon est de 0,2 mm et son pas est de 0,6 mm, c'est-à-dire 16 sillons au centimètre; la largeur du filet de carbone est donc de 0,4 mm. On ne peut pas réduire davantage la largeur du filet, car il deviendrait trop fragile et la moindre imperfection de la surface du bâtonnet conduirait au rejet de la résistance.

Avant le spiralage, les extrémités du bâtonnet sont métallisés de façon à assurer un bon contact avec les embouts de sortie. Cette métallisation peut se faire à l'étain, à l'argent et même à l'or pour les résistances à haute stabilité.

Il existe deux types généraux d'embouts pour les sorties :

— *Les chapes* sont serties sur les extrémités du bâtonnet, ils reçoivent, par soudure électrique, les fils de sortie axiaux ou radiaux.

Les embouts sont généralement en laiton, argentés ou dorés à l'intérieur. Ils sont entrés à force sur les extrémités du bâtonnet. Il s'agit là d'une opération délicate, car il est indispensable d'obtenir des contacts absolument fiables, malgré les tolérances inévitables sur les dimensions des bâtonnets.

— *Une métallisation* directe de toute la partie terminale du bâtonnet sur la couche de carbone garantit une bonne liaison mécanique et électrique entre la couche résistive et les sorties (fig. 2-19). Ce procédé permet de limiter l'encombrement de la résistance. Les fils de sortie sont ancrés dans le bâtonnet et soudés à la métallisation avec des alliages à haut point de fusion.

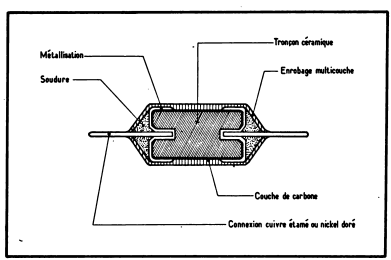


Fig. 2-19. — Technologie des résistances à couche de carbone avec métallisation et soudure des sorties (L.C.C.).

Puis, la résistance est protégée, soit par plusieurs couches de laque cuites au four, soit par un enrobage de résine synthétique, vers 230 °C.

Enfin, la résistance est contrôlée, marquée et mise sur bande ou dans une boîte en carton.

Les procédés de fabrication sont, dans leur principe, les mêmes, qu'il s'agisse de produire des résistances d'usage courant ou des résistances à haute stabilité. Ce n'est que dans la pureté et le choix des produits utilisés, la précision des machines, la rigueur du déroulement des opérations et la multiplication des contrôles que l'on obtient des résistances à haute stabilité.

CARACTÉRISTIQUES DES RÉSISTANCES A COUCHE DE CARBONE

Les normes et spécifications en vigueur sont les suivantes; elles couvrent à la fois les résistances à couche de carbone et à couche métallique :

— Résistances fixes à couche de faible dissipation : NFC 83 230, C.E.C.C. 40100, NF C 93230, C.E.I. 115-2A.

RÉSISTANCES A COUCHE DE CARBONE D'USAGE COURANT, ISOLÉES OU NON

La gamme *R.T.C.* ci-dessous est prise en exemple.

P_n à 70 °C	R_{min}	R_{max}	Tension max.	Dimensions (mm)			Tolérances	Séries	Observations
				D	L	ø			
0,125	10 Ω 270 kΩ	220 kΩ 1 MΩ	150 V	1,6	4,5	0,4	±5 % ±10 %	E 24 E 12	
0,25	1 Ω 1,2 MΩ	1 MΩ 10 MΩ	250 V	2,5	7,5	0,6	±5 % ±10 %	E 24 E 12	les plus courantes
0,5	4,7 Ω 1,2 MΩ	1 MΩ 10 MΩ	350 V	3,7	10	0,7	±5 % ±10 %	E 24 E 12	
1	10 Ω	1 MΩ	500 V	5,2	18	0,8	±5 %	E 24	
2	4,7 Ω	1	750 V	6,8	18	0,8	±5 %	E 24	n'existent pas chez tous les constructeurs
3	10 Ω	1	1000 V	9,3	32	0,8	±5 %	E 12	

ø = diamètre des fils de sortie.

Caractéristiques générales

— Coefficient de température : +200, −1 500 . 10^{-6}/°C (fig. 2-12).
— Catégorie climatique : −55 °C, +155 °C, 56 jours = 424.
— Dérive en fonction du temps : (fig. 2-13).
— Taux de fiabilité en % par 1 000 h : (fig. 2-14).
— Réponse en haute-fréquence : (fig. 2-20) les résistances jusqu'à 10 kΩ peuvent être utilisées jusqu'à 100 MHz (R_{HF} = 95 % R_{cc}) par contre, les résistances de 10 MΩ, pour le même rapport, sont limitées à 1 MHz.
— Niveau de bruit en fonction de leur dissipation et de leur valeur ohmique (fig. 2-21).

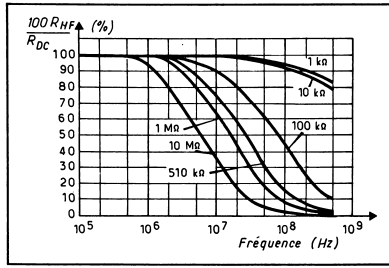


Fig. 2-20. — Réponse en haute fréquence des résistances à couche de carbone de 0,5 W en fonction de leur valeur (*Piher*).

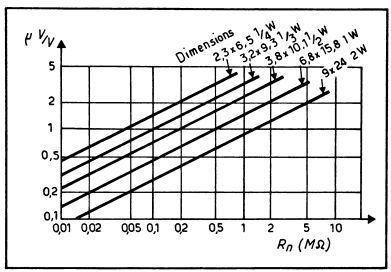


Fig. 2-21. — Niveau de bruit des résistances à couche de carbone en fonction de leur dissipation et de leur valeur ohmique (*Piher*).

— Marquage : généralement au moyen du code des couleurs à 4 anneaux.

— L'abaque de la figure 2-22 permet de calculer la dérive d'une résistance à couche en tenant compte des paramètres suivants :

W (%) = charge de la résistance en fonction de sa dissipation nominale,

θ (amb) °C = température ambiante en °C,

θ (sup) °C = température superficielle de la résistance,

ED = durée de fonctionnement par jour en % par rapport à 24 heures,

R (Ω) = valeur de la résistance,

Δ R %/10 000 h = dérive en % après un fonctionnement de 10 000 h,

t(h) = temps total de fonctionnement prévu,

Δ R % = dérive cherchée à la fin de l'essai.

Exemple : soit une résistance de 10 kΩ dissipant 75 % de la puissance nominale, à une température ambiante de 60 °C; quelle sera sa dérive après 30 000 h.

On trace une droite de 75 % (W %) à 60 °C (θ amb), puis à angle droit de 60 °C à 100 % ED, encore à angle droit à 10 kΩ (RΩ), toujours à angle droit jusqu'à $3 \cdot 10^4$ (th), enfin, du point trouvé on aboutit par un dernier

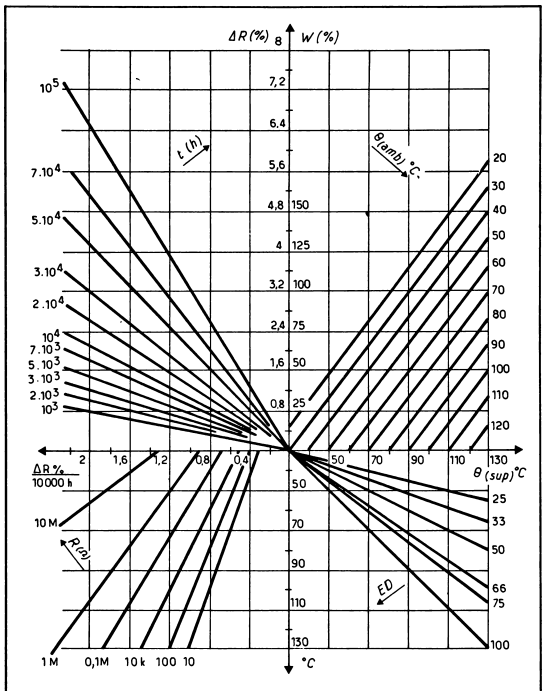


Fig. 2-22. — Abaque permettant de calculer la dérive d'une résistance à couche de carbone en fonction de sa dissipation, de la température ambiante, de sa température superficielle, de son temps de fonctionnement par jour, de sa valeur et de la durée envisagée *(Piher)*.

angle droit à 2 % sur l'échelle (Δ R %). La droite entre le point sur 10 k Ω et celui correspondant à 3 . 10^4(th) donne la dérive pour 10 000 h, en croisant l'axe Δ R/10000 h, soit 1,3 %. Cet abaque est très utile pour résoudre tous les problèmes qui se posent pour l'emploi des résistances à couche de carbone.

RÉSISTANCES A COUCHE DE CARBONE A HAUTE STABILITÉ

Cette série de résistances se réduit au cours des années, car il est préférable d'utiliser des résistances à couche métallique dont les caractéristiques sont encore meilleures.

Sur le catalogue *L. C. C.* on relève les deux séries suivantes :

P_n (W) à 70 °C	R_{min} Ω	R_{max} Ω	Tension max (V)	Dimensions (mm)			Tolérances	Séries
				D	L	ø		
0,125	10	464 k	200	2,3	6,5	0,6	±1 %	E48
0,250	10	1 M	300	3,4	10	0,8	±1 %	E96

— Coefficient de température : $+200 \quad -500 \cdot 10^{-6}$/°C.
— Catégorie climatique : −65 °C, + 155 °C, 56 jours = 324.
— Niveau de bruit en charge : $\leqslant 1\ \mu V/V$.
— Marquage : généralement en clair.

RÉSISTANCES DE PUISSANCE SANS SELF-INDUCTION (Silohm Carbone-Lorraine)

Ce sont des résistances conductrices dans la masse, constituées par une céramique au carbone, cuite à haute température, sous la forme de bâtonnets tubulaires ou cylindriques. Leurs extrémités sont métallisées et munies de colliers. Enfin, ces résistances sont vernies et marquées.

Selon le mélange et sa richesse en carbone on obtient des résistivités comprises entre 1 Ω . cm et 3000 Ω . cm.

Deux catégories sont fabriquées :

• **Résistances de puissance**

Dimensions (mm)		Masse g	R_{min} P_n		R_{max} P_n	
L	Φ		Ω	W	Ω	W
300	50	910	10	200	1 000	110
250	25	172	2	100	12 000	60
150	25	105	1	60	6 800	35
150	18	77	3	50	12 000	30
100	18	55	4	32	7 000	20
70	18	38	2	22	4 600	15
125	10	23	8,2	22	80 000	15
60	10	10	3,3	12	30 000	8

— Température superficielle maximale : 1 à 100 Ω : 220 °C, 100 à 1000 Ω : 180 °C et 1000 à 40 000 Ω : 150 °C.
— Tolérances : ± 20 %, ± 10 % sauf sur les valeurs extrêmes.
— Comportement en H.F. : $\frac{\Delta R}{R} < 3$ % jusqu'à 25 MHz; selon la résis-

tivité de la résistance utilisée un fonctionnement jusqu'à 1 GHz est possible.

— Tension maximale aux bornes : 1200 V/cm de longueur.

Ces résistances peuvent être refroidies par :

— Air forcé	1 m/s	multiplication de P_n par : 1,3.
	3 m/s	multiplication de P_n par : 2,3.
— Huile calme à 25 °C		multiplication de P_n par : 3,5.
— Circulation d'huile	5 cm/s	multiplication de P_n par : 6.
	10 cm/s	multiplication de P_n par : 10.
— Eau calme		multiplication de P_n par : 10.
— Circulation d'eau	5 cm/s	multiplication de P_n par : 20.
	10 cm/s	multiplication de P_n par : 40.

On voit que la puissance de telles résistances refroidies par circulation d'eau peut atteindre facilement plusieurs kW.

— Utilisation : antennes fictives, amortissement, charge des générateurs T.H.T., décharge des condensateurs, etc...

• **Résistance haute-fréquence :**

Dimensions (mm)		R_{min}	R_{max}	P_n à 140 °C
L	Φ			
80	12	15 Ω	300 Ω	10 W
150	12	15 Ω	600 Ω	20 W
300	30	30 Ω	1000 Ω	80 W

Utilisables jusqu'à 10 GHz.

Refroidies par eau, avec une circulation de 1 m/s les résistances de 80 W peuvent supporter 12 kW en H.F.

RÉSISTANCES SPÉCIALES A COUCHE DE CARBONE

— **valeurs élevées :** jusqu'à 10 GΩ, 1 W, 2000 V, ± 10 %.

— **haute tension :** jusqu'à 5 000 V, 4 W, 10 GΩ, ±10 %.

3.3. Les résistances à couche métallique

FABRICATION

Le support est constitué, soit par une céramique polie, soit par un verre de qualité optique.

Les deux extrémités du bâtonnet sont métallisées, avant l'évaporation de la couche résistive, par réduction à haute température d'un métal compatible avec le film résistant; on utilise l'argent, l'or ou le platine.

L'évaporation de la couche résistive s'effectue dans un four à vide (10^{-6} mm Hg). Le métal est fondu par effet joule, jusqu'à ce que sa tension de

vapeur permette une bonne évaporation (10^{-3} à 10^{-4} mm Hg). L'épaisseur de la couche est comprise entre 10 et 100 nm, selon la nature du métal et la valeur ohmique à obtenir.

Elle peut être obtenue par évaporations successives de différents métaux et alliages, tels que l'or, le platine, le palladium, le rhodium ou le nickel-chrome.

La répartition et l'homogénéité de la couche résistive doit être parfaitement contrôlée. Une dernière évaporation assure la protection des couches résistives et évite toute possibilité d'oxydation ultérieure.

La structure des couches évolue selon leur épaisseur entre celle d'un métal et celle d'un semiconducteur.

Les couches de faible valeur ohmique sont plus épaisses, leur structure est métallique et leur coefficient de température est positif. Les couches de valeur élevée sont très minces, leur structure est semiconductrice et leur coefficient de température est négatif. Pour certaines constitution des couches et pour certaines valeurs, le coefficient de température peut être nul.

Les ébauches sont contrôlées, spiralées par un rayon laser et ajustées à la valeur voulue, selon le même procédé que celui qui a été exposé pour les résistances à couche de carbone.

Les connexions sont, soit soudées aux métallisations (fig. 2.23), soit soudées sur des coupelles emmanchées à force sur l'ébauche.

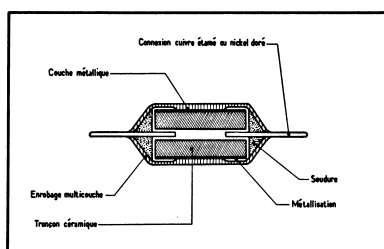


Fig. 2-23. — Technologie des résistances à couche métallique, avec métallisation et soudure des sorties.

Enfin, la résistance est enrobée par plusieurs couches de laque, de résine époxy ou thermo-durcissable, pour la soustraire aux éléments extérieurs.

Ces résistances sont marquées, soit en clair, soit selon le code des couleurs, selon les modèles et selon les fabricants. Elles sont fragiles et doivent être manipulées en prenant les précautions habituelles quant au pliage des connexions et à leur soudure. Au bain à 230 °C la soudure ne doit pas durer plus de 5 s $\pm$ 2 s, à la vague à 250 °C : 3 s $\pm$ 1 s, au fer à 350 °C : 2 s.

CARACTÉRISTIQUES DES RÉSISTANCES A COUCHE MÉTALLIQUE

Les résistances à couche métallique sont classées selon leur coefficient de température et leur tolérance dans la plage des dissipations comprises entre 0,25 W et 2 W. C'est la série *Sovcor* qui est prise en exemple.

P_n (W) à 70 °C	R_{min} Ω	R_{max} Ω	Tension max (V)	Dimensions D	Dimensions L	Dimensions ø	Tolérance	Série
Gamme ± 200 . 10⁻⁶/°C, tolérances ±2 %, ±5 %, températures −55 °C +155 °C								
0,25	1	1 M	250	2,3	5,6	0,6	±5 ±2 %	E24
0,5	10	3 M	350	3,5	9,6	0,8	±5 ±2 %	E24
1	10	2 M	500	4,8	14,3	0,8	±5 ±2 %	E24
2	10	1,5 M	700	8,1	17,5	0,8	±5 ±2 %	E24
Gamme ± 100 . 10⁻⁶/°C, tolérances ± 1 %, ±2 %, ±5 %, températures −55 °C +155 °C								
1/8	10	150 k	200	1,6	3,6	0,5	±5 ±2 %	E24
							±1 %	E96
0,25	1	1 M	250	2,3	5,6	0,6	±5 ±2 %	E24
0,25	1	301 k	200	2,3	5,6	0,6	±1 %	E96
0,5	10	3 M	350	3,5	9,6	0,8	±5 ±2 %	E24
0,5	10	1 M	250	3,5	9,6	0,8	±1 %	E96
Gamme ±50 . 10⁻⁶/°C, tolérances ±1 %, ±0,5 %, températures −55 °C +155 °C								
0,25	10	301 k	200	2,3	5,6	0,6	±1 %	E96
0,25	49,9	150 k	200	2,3	5,6	0,6	±0,5 %	E192
0,5	10	1 M	250	3,5	9,6	0,6	±1 %	E96
0,5	49,9	499 k	250	3,5	9,6	0,6	±0,5 %	E192
Gamme ±25 . 10⁻⁶/°C, tolérances ±1 %, ±0,5 %, ± 0,25 %, ± 0,1 %, températures : −55 °C, +175 °C								
0,25	49,9	1 M	200	2,25	6,1	0,6	±1 % à ±0,1 %	E96
							à ±0,05 %	E192
0,5	49,9	1 M	250	3,4	9,5	0,6	±1 % ±0,1 %	E96
							à ±0,05 %	E192
0,75	49,9	1 M	350	4,5	14	0,6	±1 % ±0,1 %	E96
							à ±0,05 %	E192

L.C.C. présente une gamme jusqu'à ± 5 . 10⁻⁶/°C, tolérances ± 1 % à ± 0,1 %, températures : −10 °C + 85 °C, entre 30,1 Ω et 100 kΩ pour les tolérances ± 1 % à ± 0,25 % et entre 30,1 Ω et 51,1 kΩ pour ± 0,1 %, en 0,25 W.

On voit que ces résistances sont précises, stables avec une tension de bruit extrêmement faible < 0,2 μV/V et une bonne tenue en H.F.

Leur dérive est de l'ordre de 1 % pour 10 000 h. La figure 2-24 donne la tenue en fréquence des trois modèles de la gamme ± 25 . 10⁻⁶/°C. Les résistances de faible valeur (49,9 Ω) sont toujours inductives et celles à partir de

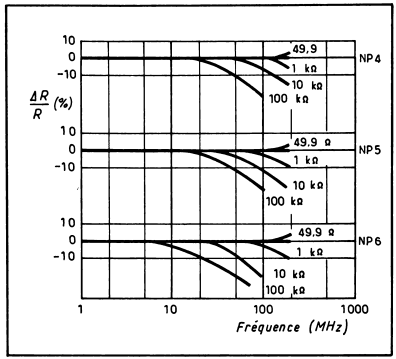


Fig. 2-24. — Tenue en fréquence des résistances à couche métallique de la gamme ±25 . 10⁻⁶/°C dissipation : 0,25 W; 0,5 W et 0,75 W à 70 °C *(Sovcor)*.

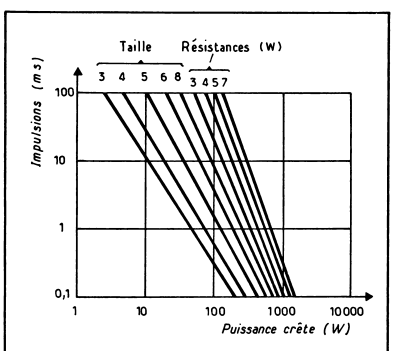


Fig. 2-25. — Tenue des résistances à couche métallique en régime impulsionnel, en fonction de leurs dimensions et de la durée de l'impulsion *(Sovcor)*.

1 kΩ sont capacitives; ces deux valeurs peuvent fonctionner jusqu'à 200 MHz. Par contre, une résistance de 100 kΩ devrait être limitée vers 20 MHz.

En fonction de leurs dimensions les résistances peuvent supporter des impulsions de courtes durées, sous des puissances très importantes. Les courbes de la figure 2-25 sont établies pour une température ambiante de 70 °C et pour les différents modèles *Sovcor*. Cependant ces impulsions ne doivent pas être trop rapprochées. La fréquence de récurrence maximale admissible est donnée par la formule :

$$F_R \leqslant \frac{P}{P_c \cdot \omega}$$

F_R : fréquence de récurrence en hertz,
P : puissance nominale de la résistance en watts,
ω : durée de l'impulsion en seconde,
P_c : puissance crête de l'impulsion en watts.

RÉSISTANCES HAUTE-TENSION ET VALEURS ÉLEVÉES

R.T.C. propose sur son catalogue deux modèles :
— 0,5 W à 70 °C de 1 MΩ à 33 MΩ, tension : 2 500 V.
— 2 W à 70 °C de 1 MΩ à 68 MΩ, tension : 7 000 V
Tolérance : ± 5 % et ± 1 %, séries E24 et E96, coefficient de température : ± 200 . 10^{-6}/°C.
De son côté *Sfernice* présente les modèles suivants :
— 0,5 W à 70 °C de 1 MΩ à 100 MΩ, tension : 3 000 V
— 1 W à 70 °C de 1 MΩ à 250 MΩ, tension : 10 000 V.
Tolérance : ± 5 % à ± 1 %, coefficient de température : ± 100 . 10^{-6}/°C.

RÉSISTANCES A COUCHE MÉTALLIQUE DE PUISSANCE

(Spécification C.C.T.U. 04.06A).

Ces résistances peuvent être fabriquées, soit avec une couche métallique, soit avec une couche d'oxydes métalliques.

En couche métallique, *Sovcor* présente une gamme ±200 . 10^{-6}/°C, tolérances ± 5 %, ± 2 %, température −55 °C à +235 °C, entre 0,25 et 7 W à 70 °C d'ambiance, série E24, couvrant la plage : 10 Ω - 1 MΩ pour 0,5 et 1 W, jusqu'à 24 Ω −120 kΩ pour 7 W.

Pour les résistances à *couche d'oxydes métalliques*, le support est constitué par un tube ou par une baguette de verre spécial dérivé du Pyrex, c'est-à-dire tenant à haute température.

Pour former des couches d'oxydes par réduction chimique à la surface du support on peut utiliser l'étain, l'antimoine, l'indium auxquels on peut ajouter du cadmium, du zinc, du fer, du cuivre, du chrome pour réduire le coefficient de température. On peut employer également des sels de métaux précieux comme l'or ou le platine.

Le support est placé dans un four porté à 800 °C. Une solution des produits choisis est pulvérisée sur le support au moyen d'un jet calibré, de façon que l'épaisseur de la couche soit bien régulière. Les extrémités du support sont argentées sous vide; la résistance est stabilisée à 300 °C.

Pour les faibles valeurs ohmiques et pour les résistances spéciales pour H.F. aucun spiralage n'est prévu. Pour les fortes valeurs il est réalisé de la façon qui a déjà été étudiée.

Les embouts sont enfoncés à force sur les supports correspondants aux modèles de faible puissance jusqu'à 7 W. Pour les modèles de puissance, les sorties sont effectuées par des bagues, ou par des colliers, tout comme pour les résistances bobinées.

Enfin, les résistances sont revêtues d'une ou de plusieurs couches de peinture au silicone cuites au four à 300 °C, ou encore enrobées de résine thermodurcissable.

Gamme *Sovcor Corning* des résistances de puissance à couche d'oxydes métalliques.

P_n (W) à 25 °C	R_{min} Ω	R_{max} Ω	Dimensions (mm) D	Dimensions (mm) L	Tolérances
7	10	70 k	13	38,1	±5 %, ±10 %, ± 20 %
15	20	150 k	13	76	
30	20	300 k	20	102	
70	20	500 k	28	153	
140	30	1 M	28	305	
250	20	40 k	50	305	
500	20	10 k	76	457	
1 000	20	10 k	101	610	
3 000	30	15 k	127	1 220	
6 000	30	15 k	178	1 829	

Pour tous ces modèles :

— Coefficient de température : $\pm$ 500 . 10^{-6}/°C,
— températures : −55 °C à +235 °C,
— coefficient de tension : 0,000 5 %/V,
— tension maximale aux bornes : 400 V par centimètre de film, c'est-à-dire entre les deux bagues,
— surcharge : 6,25 fois la puissance nominale pendant 5 secondes,
— dérive : 1 000 h à la puissance nominale, pour une ambiance de 25 °C : < 5 %.
— refroidissement par circulation d'air : augmentation de P_n jusqu'à 3 fois. Le refroidissement par l'huile est possible, celui par l'eau n'est pas recommandé.
— ces résistances doivent être montées verticalement pour une bonne circulation de l'air dans le tube.

RÉSISTANCES DE TRÈS HAUTE PRÉCISION

Deux procédés sont utilisés, soit par photogravure d'une feuille de métal, soit par dépôt de métal sur un substrat qui est ensuite photogravé.

Photogravure d'une feuille de métal *(Vishay)*

On part d'une feuille d'alliage métallique de résistivité convenable, 10 à 100 fois plus épaisse que celle des films obtenus par évaporation sous vide. Cette feuille ne subit aucune contrainte pendant la fabrication, elle conserve toutes ses qualités physiques et électriques. Elle est appliquée sur un substrat de verre, puis photogravée avec une grande précision. On obtient une grille (fig. 2-26) différente selon les valeurs ohmiques et qui permet un ajustage de la valeur de la résistance avec une précision de ±0,01 % et même ±0,05 %.

Comme le montre la figure 2-26, l'élément résistif est isolé des contraintes mécaniques par des rubans souples soudés entre les sorties et la grille.

Une fois étalonné, l'élément est enrobé de silicone souple destiné à le protéger des contraintes thermiques et mécaniques. Un second enrobage de résine époxy est appliqué avant que l'ensemble ne soit inséré dans un boîtier moulé.

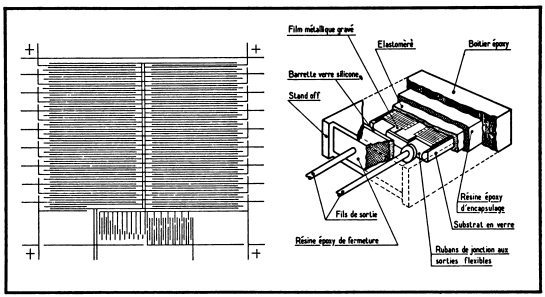


Fig. 2-26. — Résistance à feuille photogravée (*Vishay, Sfernice*).

Un modèle est présenté dans un boîtier en laiton soudé, les sorties se font au moyen de perles de verre étanches; l'élément résistant est suspendu élastiquement dans le boîtier qui est rempli d'huile. Ce modèle est le plus précis et le plus stable du catalogue *Vishay*.

P_n (W) à 25 °C	R_{min} (Ω)	R_{max} (Ω)	Dimensions (mm)		Tension (V)	Tolérances
			D	L		
0,30	30	75 k	9,52	15.87	250	±1 %, 0,1 %, 0,02 %
0,50	30	225 k	9,52	25,4	350	±0,01 %, 0,005 %
1—	120	450 k	12,7	25,4	500	±0,0025 % à partir 500 Ω
1,25	180	750 k	12,7	38,1	600	±0,001 % à partir 1 kΩ

Coefficient de température : $0{,}5 \cdot 10^{-6}$/°C entre −55 °C et +125 °C.
Stabilité sur un an : $\pm\ 5 \cdot 10^{-6}$.
Capacité : 1 pf
Inductance : 0,08 µH.

Temps de montée : 1 ns pour 1 kΩ, 10 ns pour 10 kΩ.
Bruit : non mesurable.

Inutile de préciser que ces résistances sont d'un prix très élevé. A l'autre extrémité de la gamme de ce fabricant on rencontre la série « standard E192 ». *Vishay* tient en stock des résistances entre 10 Ω et 98 800 Ω avec une tolérance de ± 0,5 %, puissance : 0,3 W à 25 °C qui bénéficie des autres caractéristiques des résistances à feuille photogravée, pour un prix plus raisonnable.

Coefficient de température : ± 5 . 10^{-6}/°C entre −55 °C et +125 °C.
Stabilité sous charge : 0,03 % après 2 000 heures.
Bruit : non mesurable.
Coefficient de tension : non mesurable
Temps de montée : inférieur à 1 ns.
Excellente tenue en H.F.

Selon la même technologie *Vishay* fabriquent des réseaux de résistances de très haute précision et des microchips pour circuits hybrides.

Dépôt de métal sur un substrat

Sfernice a mis au point la fabrication de résistances de très haute précision et de très haute stabilité en déposant une couche de nickel-chrome sur un substrat de céramique plan. La couche de nickel-chrome est photogravée pour former une grille pouvant être étalonnée avec précision. Les sorties radiales sont en cuivre étamé. L'ensemble est enrobé dans un boîtier plastique spécial miniature. C'est la série *Nicrocer*.

Ultra précision RHK02

Gamme des valeurs : 30 Ω à 150 kΩ, puissance 0,25 W à 25 °C.
Tolérances : ± 0,001 % à ± 1 %. Coefficient de température ± 1 à ± 5.10^{-6}/°C. Températures limites : −55 °C à +125 °C.

Série « Planar » RCK

P_{25} (W) à 125 °C	P_{25} (W) à 70 °C	R_{min} (Ω)	R_{max} (Ω)	Dimensions (mm)			Tension (V)	Tolérances
				L	H	E		
0,33	0,5	2,5 10 25 50	150 k 150 k 150 k 150 k	7,5	8	2,5	200	±0,1 à ±1 % ±0,05 % ±0,02, ±0,01 % ±0.005 %
0,6	1	5 10 25 50	300 k 300 k 300 k 300 k	15	10,5	3,5	350	±0,1 à ±1 % ±0,05 % ±0,02, ±0,01 % ±0,005 %
0,9	1,2	7,5 30 75 150	450 k 450 k 450 k 450 k	22,6	10,5	3,5	500	±0,1 à ±1 % ±0,05 % ±0,02, ±0,01 % ±0.005 %

Coefficient de température : ± 3 . 10^{-6}/°C. Températures limites : −55 °C à +155 °C et ± 1 . 10^{-6}/°C entre 0 °C et +60 °C. Stabilité : < 25 . 10^{-6}. Temps de montée 1 ns.

Les quelques exemples relevés ne prétendent pas couvrir toute la production actuelle. Ils semblent être particulièrement intéressants pour éclairer le lecteur.

3.4. Les Résistances à couche épaisse (Vermet, Cermet, Metal-glaze, etc...)

L'élément résistant est constitué par un émail formé par des verres fusibles et des métaux nobles sous forme de pâte plus ou moins liquide.

Le support peut être une plaquette de céramique ou d'alumine de faible épaisseur ou encore un bâtonnet de céramique.

La pâte résistante est déposée sur la plaquette par sérigraphie selon les dessins portés sur l'écran à mailles métalliques. Les bâtonnets sont trempés dans la pâte suffisamment liquide.

Puis, ces éléments sont cuits au four, sous atmosphère contrôlée et avec des paliers de montée et de descente de température bien précis. Entre 850 °C et 1000 °C les éléments liquides sont éliminés, les verres fondent et les métaux sont généralement transformés en oxyde. La couche inférieure à 25 μm d'épaisseur prend la valeur de résistivité prévue lors de la constitution de la pâte. Cette couche est très robuste car elle est environ 100 fois plus épaisse que celle des résistances à couche métallique, d'où son nom.

A condition de bien maîtriser les paramètres du four, on obtient des valeurs bien précises. Éventuellement les plaquettes peuvent être retouchées par micro-sablage, ou par laser.

Les bâtonnets sont « spiralés » tout comme les résistances à couche, puis les sorties sont fixées au moyen de coupelles; la résistance est protégée par plusieurs couches de vernis au silicone ou par un moulage de plastique.

Sur les plaquettes on soude les fils de sortie et on les enrobe.

Par ce moyen, on peut déposer plusieurs résistances sur une plaquette de céramique de façon à former des circuits ou des sous-ensembles miniatures.

Pour le calcul de la valeur de ces résistances on adopte la méthode du carré, qui est du reste également utilisée pour le calcul des résistances sur les circuits intégrés.

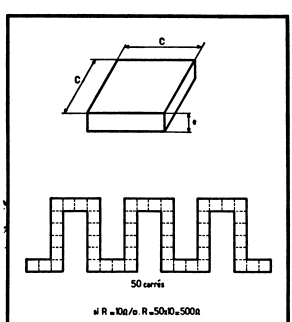


Fig. 2-27. — Résistance par carré.

— *Note : Résistance par carré*

La valeur d'une résistance est donnée par la formule :

$$R = \rho \, l/s$$

$R = \Omega$, $\rho = \Omega$ cm, $l =$ cm, $s =$ cm².

Si la résistance est formée par une feuille métallique carrée dont les dimensions sont données par la figure 2-27. on obtient :

$$R = \rho \cdot c/c \; e$$

d'où :

$$R = \rho/e$$

par conséquent la valeur de la résistance dépend uniquement de la résistivité et de l'épaisseur de la couche; elle est indépendante de la valeur du côté du carré. C'est la résistance par carré qui s'écrit : R Ω/□.

Pour l'étude des circuits à couche épaisse, à couche mince, et des micro-circuits, on effectue un dessin à grande échelle. On décompose les éléments résistants en carrés tous de mêmes dimensions et on les compte.

On choisit une résistivité et une épaisseur convenables en fonction de la valeur à obtenir. Pour les circuits intégrés au silicium, R est compris entre 10 et 80 Ω/□. Pour les circuits à couche épaisse on peut obtenir R compris entre 1 Ω/□ et 1 MΩ/□. Enfin, on multiplie cette valeur par le nombre de carrés pour obtenir la valeur totale de la résistance.

En présentation sur *plaquette* d'aluminc on rencontre surtout des réseaux de résistances tels que lignes d'affaiblissement, atténuateurs, réseaux de conversion digital-analogique, etc.

Cependant *Sfernice* produit une gamme de résistances sur plaquettes à hautes valeurs ohmiques.

Trois modèles :

— 1 à 100 MΩ, 0,6 W, < 4 kV aux bornes;
— 1 à 200 MΩ, 1,6 W, < 10 kV aux bornes;
— 1 à 500 MΩ, 4 W, < 15 kV aux bornes.
— 1 à 1 000 MΩ, 8 W, < 10 kV aux bornes.

Coefficient de température : $< \pm 100 \cdot 10^{-6}$/°C.

Stabilité en charge : $\Delta R/R < 2$ % après 1000 heures en charge.

Coefficient de tension : $< -10 \cdot 10^{-6}$/V.

Sur *bâtonnet* certains fabricants tels *Neohm* et *Allen-Bradley* présentent une gamme de résistances classiques.

Caractéristiques de la série Allen-Bradley

P_n à 70 °C : 0,5 W, valeurs : 10 Ω à 22,1 MΩ, tolérances : ± 0,5 %, ±1 %, coefficient de température : $\pm 50 \cdot 10^{-6}$/°C entre 10 Ω et 499 kΩ, $\pm 100 \cdot 10^{-6}$/°C entre 10 Ω et 22,1 MΩ, tension maximale : 250 V, stabilité : après 2 000 heures en charge, ambiance 70 °C : 0,5 % max. Très petites dimensions : longueur : 7,62 mm, diamètre 2,3 mm).

Résistances Hyperfréquence :

L.T.T. sort une série fonctionnant jusqu'à 2 GHz. Sur un pavé d'alumine de 1 mm de côté et de 0,25 mm d'épaisseur on dépose deux bandes d'or sur lesquelles on soude les sorties, constituées par deux lamelles d'or également. Entre ces bandes on dépose la couche résistive. Caractéristique : série E12 de 10 Ω à 200 Ω, tolérance à 500 MHz : ± 10 %, coefficient de température $\pm 100 \cdot 10^{-6}$/°C puissance à 70 °C = 100 mW.

Résistances fusibles

Metal-glaze produit, entre autre, des résistances de 1 à 5 W, enrobées de ciment incombustible et qui se comportent comme un fusible à cinq fois sa charge pendant une minute. Caractéristiques : série E12 de 10 Ω à 100 kΩ, tolérances : ± 5 %, ± 10 %, tension maximale aux bornes : 600 V, coefficient de température : ± 0,02 %.

3.5. Les résistances agglomérées (Allen Bradley)

Elles sont constituées par un mélange de carbone, de matière isolante et de liant (fig. 2-28). Le pourcentage de carbone permet de déterminer la valeur de la résistance pour des dimensions données. Plus il y a de carbone et moins la résistance a une valeur ohmique élevée.

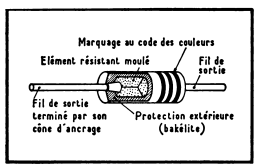

Marquage au code des couleurs
Elément résistant moulé
Fil de sortie
Fil de sortie terminé par son cône d'ancrage
Protection extérieure (bakélite)

Fig. 2-28. — Constitution schématique d'une résistance agglomérée isolée (*Allen Bradley*).

La fabrication s'opère de la façon suivante : la *matière résistante* est composée de silice (isolant), de bakélite (liant), de carbone de pétrole (ρ = 4000 à 6000 $\mu\Omega$. cm) et de graphite (ρ = 1000 $\mu\Omega$. cm). Ces matières sont réduites en poudre séparément par des broyeurs à billes, puis tamisées. Elles sont mélangées dans la proportion voulue, puis additionnées de solvant, de façon à former une pâte.

De son côté, un *tube de bakélite* est moulé à chaud entre 160 °C et 180 °C. Il assure l'isolement de la résistance qui est placée en son centre.

Puis a lieu le *pastillage*. Une machine complexe reçoit : les tubes de bakélite, les fils de sortie terminés par une tête conique et la pâte résistante. En une seule opération, la matière est introduite dans le tube et moulée vers 200 °C.

Les caractéristiques sont stabilisées dans un bain d'huile ou de cire à 200 °C pendant quelques heures. On diminue ainsi la valeur de la résistance, surtout pour les fortes valeurs. Ainsi, la température maximale du corps de la résistance peut atteindre 135 °C en service normal.

Les résistances sont ensuite triées et marquées selon le code des couleurs à quatre anneaux.

La spécification en vigueur est la suivante :

— C.C.T.U. 04.01 A. Résistances agglomérées, au carbone, isolées pour matériel professionnel, entre 1/2 et 2 W.

Caractéristiques

— *Tolérances* : ± 10 %, ± 20 % une précision plus grande est illusoire par suite de la dérive de ce type.
— *Bruit* : 5 μV/V.

— *Coefficient de température :* variable en fonction de la valeur de la résistance, environ $1200 . 10^{-6}/°C$.
— *Stabilité :* 15 % pour 1000 H.
— *Fiabilité :* bonne, très robuste.
— *Gamme des valeurs :* 4,7 Ω à 100 MΩ (séries E 6 et E 12).
— *Dissipation :* 0,5 W, 1 W, 2 W.
— *Marquage* selon le code des couleurs à 4 anneaux.

Ce type de résistance est en nette régression; à notre connaissance il n'existe plus de fabrication en France et seul *Allen Bradley* aux U.S.A. continue sa production. Les résistances à couche de carbone ont rejoint les résistances agglomérées du point de vue prix.

3.6. Quelle technologie choisir?

• **Résistances agglomérées :** en très nette régression, caractéristiques médiocres à tous points de vue, sauf solidité à toute épreuve et prix intéressant.

• **Résistances à couche de carbone :** les plus fabriquées, bien qu'un certain ralentissement se fasse sentir, bonnes caractéristiques, prix réduit par suite de la concurrence du Sud-est Asiatique.

• **Résistances à couche métallique :** en progression rapide, excellentes caractéristiques, indispensables pour les matériels professionnels, militaires et spatiaux, leur prix diminue d'année en année; c'est la résistance de l'avenir.

• **Autres technologies :** elles s'appliquent à des circuits particuliers : puissance, haute tension, valeurs élevées, haute fréquence, très haute précision, réseaux de résistances, circuits hybrides, ... Le choix s'effectue en fonction des impératifs du schéma.

CHAPITRE III

LES RÉSISTANCES VARIABLES

1. LES RÉSISTANCES VARIABLES BOBINÉES

1.1. Généralités

Les résistances variables sont communément appelées *potentiomètres* lorsqu'elles sont montées en parallèle dans le circuit (fig. 3-1), et *rhéostats* lorsqu'elles sont placées en série (fig. 3-2). En potentiomètres elles règlent la *tension*, aux bornes de la charge, tandis qu'en rhéostat elles règlent l'*intensité* dans la charge. Elles fonctionnent donc principalement en continu.

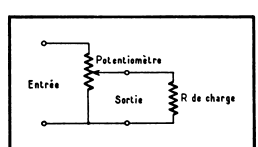


Fig. 3-1. — Résistance variable montée en potentiomètre.

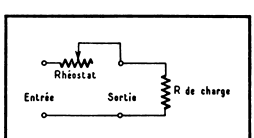


Fig. 3-2. — Résistance variable montée en rhéostat.

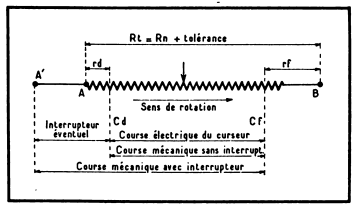


Fig. 3-3. — Définition des principaux paramètres d'une résistance variable.

Il y a lieu de définir tout d'abord les abréviations et les termes normalisés employés pour les résistances variables. La figure 3-3 permet de définir les principaux paramètres :

- R_n résistance nominale;
- R_t résistance totale ($R_t = R_n$ + tolérance);
- r_d résiduelle de début de course;
- r_f résiduelle de fin de course;
- A borne de début de course, A' avec interrupteur;
- B borne de fin de course;
- C_d curseur au début de la course;
- C_f curseur à la fin de la course;
- P_n dissipation nominale; c'est la puissance maximale pouvant être dissipée sur la totalité de l'élément résistant en service continu, à la température nominale de service;
- U_n tension limite nominale aux bornes;
- U_m tension maximale de service; pour les faibles valeurs de résistance $U_m = \sqrt{P_n \cdot R_n}$. Au-delà de la résistance critique (R_c), elle est limitée par la tension limite nominale U_n;
- U_o tension maximale par rapport à la masse;
- T_n température nominale de service; c'est la température ambiante à laquelle est définie la dissipation limite nominale;
- T_m température maximale de service; c'est la température ambiante maximale à laquelle peut être utilisée la résistance variable sans dissipation de puissance; elle correspond à la sévérité de l'essai de chaleur sèche et à la température maximale pouvant être atteinte par l'élément résistant.

Loi A : loi de variation linéaire.

Loi L : loi de variation non linéaire.

Les normes et spécifications en vigueur sont les suivantes :

— Potentiomètres bobinés à faible dissipation : C.C.T.U. 05.02 A, C.E.I. 393.5.

— Potentiomètres bobinés ajustables à réglage fin : C.C.T.U. 05.05.

— Potentiomètres bobinés à forte dissipation : U.T.E. NF C 83 252, C.E.C.C. 41 200, C.E.I. 393.4, C.C.T.U. 05.03 A.

— Potentiomètres bobinés de précision : U.T.E. NF C 93 265.

— Potentiomètres multi-tours : C.E.I. 393.2.

— Potentiomètres, spécifications générales : U.T.E. NF C 83 250, 83 251, C.E.C.C. 41.000, 41.100.

— Appareils de réglage et de démarrage : résistances : U.T.E. NF C 63 600.

1.2. Les résistances variables à faible dissipation

FABRICATION

Ces résistances ont un fil résistant constitué par un alliage nickel-cuivre pour les faibles valeurs ohmiques, et par un alliage nickel-chrome pour la majorité des appareils à construire. Le fil peut être livré nu, oxydé ou isolé à l'émail.

Étant donné qu'il est difficile de bobiner du fil sur un support toroïdal, on préfère pour cette fabrication utiliser une plaquette résistante séparée. Cette plaquette rectangulaire est bobinée à plat, puis elle est formée à chaud et placée dans le boîtier. Elle est constituée habituellement par une mince bande de bakélite ordinaire ou à âme de toile (céloron). Elle est ainsi plus résistante à l'humidité (fig. 3-4).

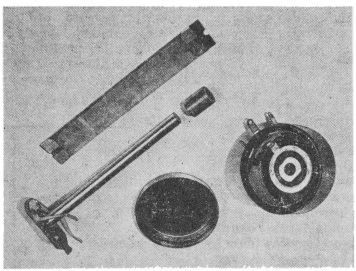


Fig. 3-4. — Détail de fabrication d'un potentiomètre bobiné de 5 W (*Matera*).

Le fil oxydé ou émaillé est bobiné à spires espacées sur la plaquette. Il est arrêté aux extrémités par des contacts en laiton argenté. Ce bobinage doit être très régulier, afin d'obtenir une bonne linéarité. La plaquette est recouverte de vernis pour immobiliser le fil, sauf à la partie supérieure où se fera le contact avec le curseur. Elle est cuite au four pendant 12 heures à 130 °C, afin de sécher le vernis et stabiliser les caractéristiques de la bakélite et du fil.

Le fil utilisé dépend de la valeur du potentiomètre et de sa puissance. Ainsi, par exemple, un modèle 5 W est fabriqué pour toutes les valeurs entre 100 Ω et 47 kΩ. Pour la plus faible valeur, le fil est du constantan (nickel-cuivre) de 220 μm. Au fur et à mesure que la valeur désirée augmente ou diminue le diamètre du fil jusqu'à 80 μm pour 2,2 kΩ. Puis, pour 3,3 kΩ, on passe au nickel-chrome de 100 μm. On diminue à nouveau la section du fil jusqu'à 30 μm de diamètre pour 47 kΩ.

Les normes prescrivent la valeur du diamètre minimal du fil, afin d'avoir une bonne robustesse de l'élément résistant. On ne doit pas descendre au-dessous de 45 μm. Il est recommandé, si possible, de se tenir à une valeur minimale de 63 μm.

Puis le fil est dénudé sur la tranche supérieure de la plaquette. Il faut user le vernis ou l'oxyde sans attaquer ou rayer le fil. On opère, soit avec

une meule de feutre imbibée de potée d'émeri très fine, soit au moyen d'un microjet de talc ou de bicarbonate de soude sous forte pression.

Ensuite, la plaquette est cintrée à chaud et placée dans le boîtier en bakélite moulée. Ses extrémités sont reliées aux cosses de sortie. La cosse centrale aboutit au rail circulaire en laiton argenté, fixé au fond du boîtier. Un canon en acier permet la fixation au châssis.

L'axe de commande en acier est fabriqué habituellement au diamètre de 6 mm, mais les normes françaises prévoient aussi des diamètres de 4 mm et de 3 mm. Il reçoit à son extrémité une plaquette de bakélite ou tout autre matériau isolant qui supporte le curseur double en crysocal ou en maillechort. En effet, le curseur doit être isolé de l'axe, puisque celui-ci est relié à la masse du châssis.

Le curseur, qui est double, appuie par une de ses extrémités sur la tranche supérieure de la plaquette résistante et par l'autre extrémité sur le rail circulaire fixé au fond du boîtier. La forme des curseurs, leur force d'application, la nature du métal et son traitement constituent un point très délicat dans la fabrication des potentiomètres.

Enfin, le boîtier est fermé par un couvercle en tôle d'acier.

Ce mode de fabrication donne une courbe linéaire. La norme U.S.A. « MIL-R. 19 » prévoit également une courbe non linéaire pour ce type de matériel. A ce moment la plaquette rectangulaire reçoit deux fils de résistivité différente (fig. 3-5). Le premier fil est peu résistant, de façon à donner 10 % de R_n à 50 % de rotation. Puis un fil plus fin est bobiné sur la seconde moitié de la plaquette, de façon à obtenir 90 % de R_n. Les deux fils sont soudés sur un collier intermédiaire. La courbe n'est pas vraiment logarithmique, mais formée de deux segments de droite.

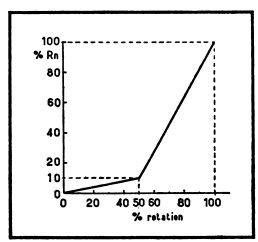


Fig. 3-5. — Courbe non linéaire pour les potentiomètres bobinés à faible dissipation.

Certains modèles sont étanches; leur boîtier en bakélite ou en céramique est inséré dans une enveloppe métallique soudée. Les sorties sont effectuées au moyen de perles de verre et l'axe possède une gorge contenant un presse-étoupe assurant l'étanchéité. Ils peuvent être miniaturisés.

D'autres sont prévus pour être insérés dans des circuits imprimés. Les sorties sont constituées par des picots à l'écartement standard.

Quelques-uns ont un système de blocage d'axe, afin d'éviter un déréglage intempestif. Ils ont un axe fendu pour réglage par tournevis.

PRINCIPAUX MODÈLES

La gamme *MCB* est prise en exemple.

• **Potentiomètres non étanches :** nombreux modèles

Dissipation : 1,5 à 5 W à 20 °C ou à 40 °C, valeurs : 10 Ω à 47 kΩ, série E3 (10-22-47), certains fabricants livrent en série E12, tolérance ± 10 %, températures limites : −10 °C à +70 °C, ou −10 °C à +85 °C, coefficient de température : ± 40 ou 100 ± 50 . 10^{-6}/°C, durée de vie : 25 000 manœuvres.

• **Potentiomètres professionnels étanches**

Dissipation : 1 à 3 W à 40 °C, valeurs : 10 Ω à 47 kΩ, séries E3 ou E12, tolérance : ± 10 %, températures limites : −55 °C à +125 °C, coefficient de température : ± 40 ou 100 ± 50 . 10^{-6}/°C, conformes à la spécification C.C.T.U. 05.02 A.

• **Potentiomètres d'ajustage pour circuits imprimés, non étanches**

Dissipation : 0,25 à 0,75 W à 40 °C, valeurs : 10 Ω à 10 kΩ, série E3, tolérance : ± 10 %, températures limites : −55 °C à +125 °C. Coefficient de température : ± 40 . 10^{-6}/°C, réglage par tournevis, certains modèles avec blocage d'axe, durée de vie : 500 manœuvres, soudés sur circuit imprimé sur la grille de 2,54 mm, diamètre 12 mm.

• **Potentiomètres d'ajustage pour circuits imprimés à réglage fin, non étanches**

Réglage fin, démultiplication 1/17 ± 1, dissipation 0,75 W à 40 °C valeurs de 10 Ω à 10 kΩ, série E3, tolérance ± 10 %, températures limites : −55 °C à +125 °C, coefficient de température : ± 40 . 10^{-6}/°C, durée de vie : 500 manœuvres.

• **Potentiomètres d'ajustage pour circuits imprimés, non étanches**

En particulier pour la platine de convergence en TVC, dissipation 3 W à 40 °C, valeurs : 10 Ω à 10 kΩ, série E3, tolérance : ± 10 %, températures limites : −55 °C à +125 °C, coefficient de température : ± 40 et 100 ± 50 . 10^{-6}/°C, durée de vie : 500 manœuvres.

1.3. Les résistances variables à forte dissipation

LES MODÈLES A LOI DE VARIATION LINÉAIRE

La fabrication de ces types rappelle celle des résistances bobinées vitrifiées de forte puissance. En effet, toutes les matières utilisées doivent supporter des températures élevées.

Le fil résistant est généralement en nickel-chrome nu, car il supporte mieux les températures élevées. Il est utilisé, soit sous forme de ruban pour les faibles valeurs ohmiques, soit sous forme de fil de différents diamètres pour les valeurs élevées.

La surface de contact avec le curseur doit être proportionnée avec l'intensité admissible dans le circuit. Une résistance de contact appréciable entraînerait un échauffement anormal du fil et du curseur. C'est pourquoi, sur les modèles à très forte puissance, on soude un contact en cuivre sur le fil ou sur le ruban à chacune des spires. Ce contact offre l'avantage d'être plan et d'avoir une surface suffisante.

Le support ne peut plus être en bakélite à cause de la température de fonctionnement prévue, il faut employer un corps réfractaire. Le plus courant

est la céramique. Des études sont en cours pour la mise au point de supports en alumine, car la dissipation thermique de cette matière est au moins vingt fois plus élevée que celle de la céramique. On pourrait ainsi obtenir des appareils de dimensions plus réduites à dissipation égale.

La figure 3-6 montre une gamme de potentiomètres de faible valeur ohmique et de différentes dissipations fabriqués par *Sfernice.*

Le support est constitué par un tore en céramique sur lequel est bobiné à spires espacées le fil ou le ruban au moyen d'une machine spéciale à navette. Les extrémités du bobinage sont soudées électriquement sur les cosses de sortie rivées sur le tore.

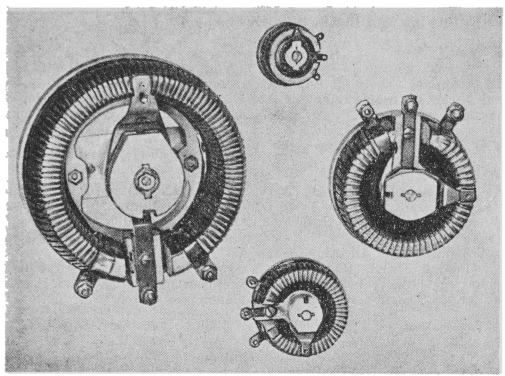


Fig. 3-6. — Rhéostats de puissance et de faible valeur ohmique *(Sfernice).*

L'embase également en céramique est moulée séparément. Le tore bobiné est fixé sur l'embase par un émaillage à haute température qui protège également le fil, sauf bien entendu à l'endroit du contact.

Le curseur est en acier trempé. Il reçoit à son extrémité un contact autolubrifiant en graphite ou en carbo-bronze qui assure une faible résistance de contact. Une tresse de cuivre relie directement le contact à la rondelle de cuivre étamé qui frotte sur le rail circulaire. Le curseur en acier assure une pression suffisante entre le grain de carbo-bronze et le fil résistant, mais il ne sert pratiquement pas au passage du courant.

Grâce à un ressort incorporé, la rondelle mobile est appliquée fortement sur une rondelle fixe, de mêmes dimensions et également en cuivre étamé. Celle-ci est reliée à la cosse de sortie centrale. Ainsi, ce contact permet le passage de fortes intensités sans risque d'échauffement.

Les appareils ayant une masse moyenne sont fixés au châssis par un canon fileté et par un ergot de positionnement. Les modèles plus importants sont fixés au moyen de deux vis disposées symétriquement par rapport à l'axe.

Ils peuvent être accouplés mécaniquement et commandés simultanément par le même bouton tout en restant électriquement indépendants.

Ces composants sont généralement montés en rhéostats et non pas en potentiomètres.

Les rhéostats bobinés dont la dissipation est comprise entre 10 et 500 W doivent satisfaire aux prescriptions de la spécification C.C.T.U. 05.03 A. Il s'agit bien entendu de matériel professionnel.

PRINCIPAUX MODÈLES : (gamme *Sfernice*)

Série vitrifiée :

Dissipation : (à 25 °C) 12 W (1 Ω à 2,2 kΩ) à 500 W (1 Ω à 33 kΩ) série E3, tolérance : ± 10 %, températures limites : −55 °C à +320 °C, tension aux bornes maximale : 300 V (12 W) à 3 500 V (500 W); la dissipation donnée s'entend pour la totalité de l'enroulement en service. L'intensité maximale est de : modèle 12 W : 1 Ω = 3,46 A et 2,2 kΩ = 74 mA, modèle 500 W : 1 Ω = 22,4 A et 33 kΩ = 0,106 A.

Série laquée :

Dissipation (à 25 °C) 12 W (< 2,2 kΩ à 4,7 kΩ) à 160 W (< 22 kΩ à 95 kΩ), série E3, tolérance : ± 10 %, températures limites : −55 °C à +220 °C, tension aux bornes maximale : 300 V (12 W) à 1 500 V (160 W), intensité maximale : modèle 12 W : 1 Ω = 3,46 A et 2,2 kΩ = 74 mA, modèle 160 W : 1 Ω = 15,2 A et 10 kΩ = 0,150 A.

Pour la série vitriflée l'échauffement maximal admissible est de 300 °C pour une ambiance de 20 °C (fig. 3-7). Les courbes renseignent sur la réduction de puissance nominale pour une ambiance plus élevée.

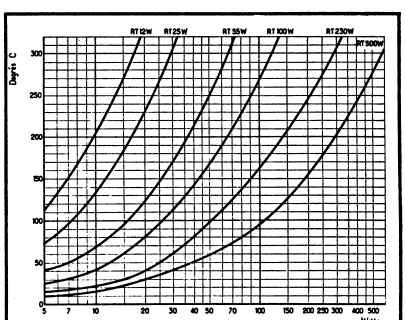


Fig. 3-7. — Courbes d'échauffement des rhéostats de puissance entre 12 W et 500 W *(Sfernice)*.

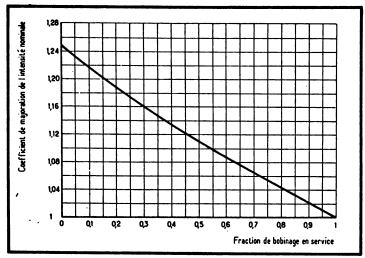


Fig. 3-8. — Courbe de surcharge admissible dans les rhéostats linéaires (*Sfernice*).

Dans les appareils à bobinage linéaire, l'intensité admissible dans chacune des spires est $I = \sqrt{W/R}$. Toutefois, dans le montage en rhéostat, le bobinage est parcouru par un courant décroissant en fonction du nombre de spires mises en circuit. Au début du bobinage on peut augmenter l'intensité admissible, calculé par la formule car peu de spires s'échauffent sous le passage du courant, tandis que tout l'enroulement et son support participent au refroidissement. Pour un support en céramique on peut admettre une majoration du courant de 20 % au début de bobinage, et de 10 % à mi-course (fig. 3-8).

Les supports en alumine permettent une majoration plus importante grâce à leur bonne conductibilité thermique.

En régime d'utilisation discontinue de courte durée, il est possible de dépasser notablement les courants normalement admissibles. Ainsi, le modèle 100 W supporte 200 W pendant une demi-heure et 2700 W pendant 5 secondes.

Pour être certain d'une très longue durée de service, il ne faut pas les charger à plus de 50 % de P_n, ni à plus de 70 % de l'intensité maximale pour le réglage le plus défavorable.

LES RHÉOSTATS GRADUÉS

Les appareils linéaires sont intéressants lorsque l'intensité qui les traverse ne varie que dans des faibles limites en fonction de la portion du bobinage mis en circuit. C'est le cas du montage parallèle.

Dans un montage série ou rhéostatique, il n'en est pas de même. L'intensité en début de course est beaucoup plus importante qu'en fin de course. Si ce rapport est supérieur à deux, l'utilisateur a intérêt à choisir un bobinage à secteurs gradués.

Ces rhéostats sont constitués par plusieurs fils ou rubans de diamètre décroissant qui sont soudés électriquement ou par brasure bout à bout. Ainsi, lorsque le curseur est au début du bobinage et que l'intensité est maximale, le fil est le plus important. Inversement les dernières spires sont constituées avec le fil le plus fin, car à ce moment l'intensité est minimale. Il existe des rhéostats à 2, 3 ou 4 sections différentes. A ce moment la loi de variation ohmique n'est plus linéaire, car la résistance dépend de la section du fil. La

courbe est formée de 2, 3 ou 4 portions de droite dont l'enveloppe est une courbe logarithmique. On dit que la loi de variation est pseudo-logarithmique (fig. 3-9).

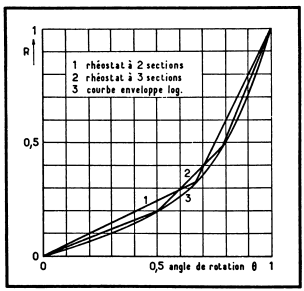


Fig. 3-9. — Courbes de rhéostat Sfernice gradué à 2 et 3 sections.

Il est intéressant de calculer le gain en puissance nominale, d'où en encombrement et par conséquent en prix de revient que procure le modèle gradué, par rapport au potentiomètre linéaire.

Soit R la résistance totale du potentiomètre linéaire.

I_{max} le courant maximal lorsque le balai est sur la première spire.

I_{min} le courant minimal lorsque le balai est sur la dernière spire.

Le dimensionnement du potentiomètre est déterminé par la puissance maximale $P = R\ I^2_{max}$.

Le coefficient K est égal à I_{max}/I_{min}. La puissance spécifique varie entre deux valeurs ayant entre elles le rapport 1/K. La courbe d'intensité est une hyperbole à pente variable. Au début de la course du balai, une faible variation angulaire de rotation provoque une variation d'intensité importante. Tandis qu'à fin de course, la même variation angulaire du balai détermine une variation d'intensité très faible.

Comparaison entre les rhéostats gradués et les rhéostats linéaires

K $\frac{I_{max}}{I_{min}}$	P_a Rh. linéaire	P'_a/P_a Rh. gradué théorique	P'_a/P_a Rhéostats gradués bobinés à :			P'_a/P_a Rhéostats gradués bobinés à :		
			2 sect.	3 sect.	4 sect.	2 sect.	3 sect.	4 sect.
1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	1	0,500	0,707	0,630	0,593	1,42	1,26	1,19
3	1	0,333	0,577	0,480	0,439	1,73	1,44	1,32
4	1	0,250	0,502	0,398	0,354	2,01	1,59	1,42
5	1	0,200	0,447	0,341	0,300	2,23	1,70	1,50
6	1	0,166	0,408	0,302	0,261	2,46	1,82	1,57
7	1	0,143	0,377	0,273	0,232	2,64	1,91	1,62
8	1	0,125	0,354	0,250	0,205	2,83	2	1,64
9	1	0,111	0,334	0,231	0,192	3,02	2,09	1,74
10	1	0,100	0,316	0,215	0,177	3,16	2,15	1,77

L'idéal serait que la même variation angulaire du balai donne une même variation d'intensité en n'importe quel point du potentiomètre, c'est-à-dire que $\frac{\Delta I}{\Delta \theta}$ soit constant. Pour cela, la loi de variation de résistance ne doit plus être linéaire, mais doit suivre une loi logarithmique. Comme il ne peut être question de faire varier la longueur des spires sur les potentiomètres de puissance et à plus forte raison la résistivité du fil d'une façon continue, on est amené à prévoir 2, 3 ou 4 sections bobinées avec du fil différent et placées en série. La figure 3-9 donne la courbe théorique $\frac{\Delta I}{\Delta \theta}$ = constante pour $K = I_{max}/I_{min} = 4$ et la manière de calculer la courbe réelle pour un rhéostat à 2 et à 3 sections. Chacun des secteurs est linéaire, mais la résistivité du fil pour chacun d'eux est différente. L'intensité supportée par le premier secteur est plus importante que celle supportée par le second et ainsi de suite, de façon que le rhéostat ne soit jamais surchargé et que la température d'une section ne dépasse pas le maximum prévu. On voit que plus il y a de sections, plus on se rapproche de la courbe idéale. Le tableau ci-dessous chiffre les gains comparés entre les rhéostats gradués et les potentiomètres linéaires. La première colonne donne plusieurs valeurs du coefficient $K = I_{max}/I_{min}$. Dans la seconde colonne on porte la valeur de la puissance nominale d'un potentiomètre linéaire qui sert de référence. La troisième colonne donne le gain théorique pour une courbe idéale; P'_n est la puissance nominale du rhéostat gradué idéal par rapport à P_n, puissance nominale du potentiomètre linéaire correspondant. Les colonnes 4, 5 et 6 donnent les gains réels pour des appareils à 2, 3 et 4 sections. On constate que plus il y a de sections, plus le gain réel se rapproche du gain théorique. Ce gain est très important et justifie largement les quelques complications de fabrication des rhéostats gradués, par rapport aux potentiomètres linéaires.

Les colonnes 7, 8 et 9 indiquent par des rapports de puissance dans quelle mesure les solutions pratiques (col. 4, 5 et 6) se rapprochent de la solution théorique (col. 3).

On voit l'intérêt considérable des rhéostats gradués, tant du point de vue prix de revient que du point de vue facilité de réglage améliorée de l'intensité.

Prenons en exemple le modèle RT 230 W spécial, de 2400 Ω en 4 secteurs, fabriqué par *Sfernice*. Le premier secteur couvre 137° de rotation, pour 218 Ω, réalisé en fil de 320 µm. Le deuxième secteur s'étend sur 79° pour 383 Ω en fil de 200 µm. Le troisième secteur ne fait que 46° pour 657 Ω en fil de 142 µm. Enfin, le quatrième occupe 26° pour 1142 Ω en fil de 89 µm. L'intensité admissible dans le premier secteur est de 1,65 A, tandis qu'en fin de rotation I_{min} est de 0,18 A; K = 9. Ces appareils ne sont pas catalogués, ils sont fabriqués sur commande.

LES RHÉOSTATS TUBULAIRES

Ces rhéostats sont représentés sur la figure 3-10. Ils sont principalement utilisés dans les laboratoires. Ils sont constitués d'un, deux, trois ou quatre tubes en céramique sur lesquels est bobinée la résistance. Un curseur vient s'appuyer sur la partie supérieure du bobinage.

Le fil est surtout en nickel-cuivre (constantan), et parfois en nickel-chrome pour les valeurs élevées. Le fil oxydé est dénudé à la partie supérieure, selon le procédé classique. Le curseur est en maillechort pour les faibles puissances et en graphite ou en carbo-bronze pour les intensités importantes (norme U.T.E. 63-600).

Les flasques et, éventuellement, le carter de protection sont en fonderie d'aluminium vernie au four.

Le curseur peut être manœuvré par une manette en plastique, ou par une vis sans fin commandée par un bouton de grandes dimensions.

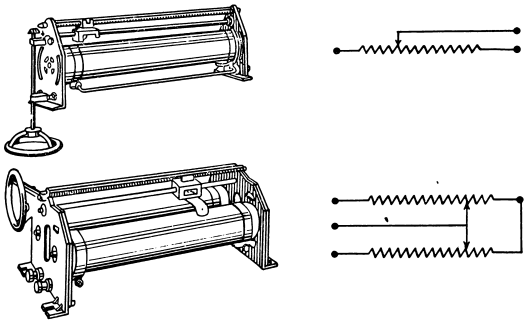


Fig. 3-10. — Vue schématique des rhéostats monotubes et bitubes (Condoint).

On rencontre chez *M.C.B.* les modèles suivants :

— *Monotubes :* 90 W (0,17 Ω à 2 250 Ω) à 650 W (1,5 à 19 kΩ) et 490 W (0,55 Ω à 5 kΩ) à 1 730 W (1,95 Ω à 17 kΩ).

— *Bitubes :* 600 W (1,14 Ω à 15 400 Ω) à 1 300 W (3 Ω à 38 kΩ) et 980 W (0,275 Ω à 2,5 kΩ) à 3 460 W (0,975 Ω à 8 500 Ω).

— *Tritubes :* 230 W (0,25 Ω à 2 300 Ω) à 1 730 W (1,95 Ω à 17 kΩ).

— *Quadritubes :* 920 W (0,062 Ω à 575 Ω) à 6 920 W (0,49 Ω à 4 250 Ω).

Il est possible de fabriquer ces modèles en version graduée, c'est-à-dire en plusieurs sections bobinées avec un fil décroissant en section.

1.4. Les résistances variables bobinées de précision

FABRICATION

Il existe un grand nombre de modèles qui entrent dans les catégories suivantes :

— potentiomètres un tour avec butées;
— potentiomètres un tour à rotation continue;
— potentiomètres multitours (de 3 à 42) à variation linéaire; de plus, plusieurs pistes peuvent être placées dans le même boîtier, ou plusieurs boîtiers peuvent être commandés par le même axe.

(Ces modèles peuvent avoir une variation linéaire ou non : sinus-cosinus, portion de parabole, d'hyperbole ou de courbe exponentielle.)

Ces composants ne sont plus de simples diviseurs de tension, mais des transmetteurs électromécaniques dont la tension de sortie est une fonction désirée de la tension appliquée et de la position angulaire de l'axe de commande. Bien que le principe soit le même, il n'y a aucune commune mesure entre un potentiomètre bobiné ordinaire et un potentiomètre de précision.

Ce dernier est beaucoup plus complexe et beaucoup plus coûteux.

La fabrication de tous les éléments doit être placée sous le signe de la précision la plus poussée.

Fil résistant

Afin d'avoir une bonne précision angulaire et une bonne linéarité, il faut que le diamètre du potentiomètre soit grand et que le fil soit le plus fin possible. Ces appareils étant largement dimensionnés, on peut utiliser du fil très fin qui ne doit pas s'échauffer notablement. Pour les faibles valeurs ohmiques il vaut mieux adopter un alliage moins résistant plutôt que d'augmenter le diamètre du fil. C'est pourquoi certains fabricants emploient pour les faibles valeurs un alliage d'or, d'argent et de platine en fils de 10 μm à 70 μm. Ce fil est inoxydable et son coefficient de température est négligeable.

Pour les valeurs plus élevées on utilise successivement le nickel-cuivre (constantan) et le nickel-chrome.

Les fils résistants sont isolés à l'émail thermodurcissable et ils sont bobinés à spires espacées, afin d'éviter les crachements dus aux copeaux et à l'usure du fil. En effet, lorsqu'on bobine à spires jointives, l'opération d'usure de l'émail est plus difficile, seule la partie supérieure du fil peut être dénudée et les copeaux viennent obstruer les interstices entre les fils. Le curseur est soumis à ces irrégularités, ce qui augmente le bruit de rotation.

Si, au contraire, on espace légèrement les spires, les microjets usent l'émail sur la moitié de la surface du fil. Les copeaux sont facilement enlevés par le nettoyage à l'air comprimé et aux ultra-sons.

Support de fil

Le fil peut être bobiné d'une façon classique sur une plaquette rectangulaire en bakélite ou en céloron insensible à l'humidité.

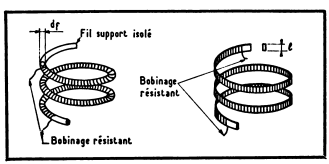


Fig. 3-11. — Support en fil isolé et support sur bande de bakélite pour potentiomètres hélicoïdaux.

On utilise également des plaquettes rectangulaires, à section ovoïde, en cuivre ou en aluminium oxydés qui dissipent mieux les calories.

Pour les potentiomètres hélicoïdaux à plusieurs tours, on cherche à réduire les dimensions du support, afin d'augmenter la définition. On choisit, soit un fil oxydé ou émaillé de 2 à 3 mm de diamètre, soit une bande de bakélite longue, étroite et mince (fig. 3-11).

Boîtier

C'est une pièce qui doit être usinée avec une précision de l'ordre du 1/100 mm. Elle est généralement en alliage léger à base d'aluminium, coulée et usinée. Au centre on prévoit un roulement à billes miniature de précision, afin que l'axe soit bien positionné et que le couple de rotation soit faible.

Les sorties sont effectuées, soit au travers d'une plaquette en stratifié, soit au moyen de perles de verre parfaitement étanches.

Curseur

Le curseur est très fin et très léger, car il ne s'agit pas de capter une énergie appréciable. Ainsi, l'usure du fil n'est pas perceptible et le couple de rotation est réduit.

Le curseur est un fil de 70 à 100 μm en alliage précieux. On utilise le « neyoro » (or-palladium) avec des fils en alliage précieux, en argent ou en nickel-cuivre. Pour les fils en nickel-chrome on préfère le « paliney » (or-argent-paladium-cuivre).

La pression du curseur sur le fil est comprise entre 20 et 50 cN (centi-newton). Pour certains potentiomètres hélicoïdaux, la pression du curseur peut descendre jusqu'à 1 cN.

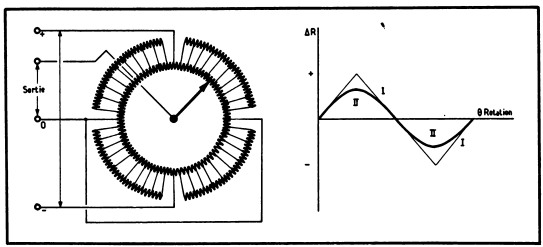


Fig. 3-12. — Obtention d'une courbe sinus-cosinus sur un potentiomètre de précision.

Le contact entre le curseur et le rail central en cuivre argenté est effectué par un fil en « neyoro ».

Obtention des lois spéciales de variation

En bobinant avec un fil unique les différents supports étudiés, on obtient une loi de variation linéaire.

Si la loi à obtenir est formée d'une succession de droites, il suffit de changer les caractéristiques du fil autant de fois qu'il y a de portions de droites. Ce cas a déjà été étudié précédemment.

Plus fréquemment, la loi à obtenir est une fonction mathématique représentée par une courbe. Elle s'obtient en partant d'une variation linéaire modifiée par des shunts placés sur une portion de la résistance.

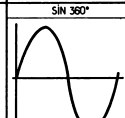
C'est de cette façon qu'est obtenue, par exemple, une courbe sinus-cosinus (fig. 3-12). On part d'un potentiomètre à rotation continue, sans butée de fin de course. Le bobinage linéaire est réalisé sur une plaquette rectangulaire avec trois prises intermédiaires; les deux extrémités sont réunies ensemble, ce qui donne quatre secteurs égaux. Le potentiomètre est monté en pont, comme indiqué sur la figure. A ce moment la variation de résistance en fonction de l'angle de rotation est donnée par la courbe I. Il faut passer de cette succession de droites à la courbe II qui est la sinusoïde demandée. Pour cela, on prévoit un certain nombre de prises sur le bobinage résistant, de façon à calculer et à poser les shunts qui modifient la loi de variation. Le *Rotapot M.C.B.* comporte 72 prises, c'est-à-dire 18 par quadrant. On obtient ainsi la courbe II avec une précision de 0,5 %.

FONCTIONS NON LINÉAIRES

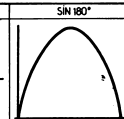
Les courbes ci-contre donnent une indication des diverses fonctions qui peuvent être réalisées avec des potentiomètres simples en multitours bobinés.

SINUS

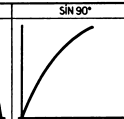
SIN 360°



SIN 180°

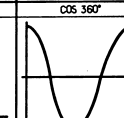


SIN 90°



COSINUS

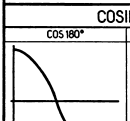
COS 360°



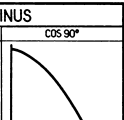
Diamètre 22,2mm				SIN 360°		SIN 180°		SIN 90°		COS 360°	
Simples tours	Gamme ohmique			250Ω	4kΩ	250Ω	4kΩ	1kΩ	13kΩ	250Ω	4kΩ
	Conformité ± %		Standard	2	1,7	1,8	1,5	1,6	1,3	2	1,7
			Meilleure	1,1	0,9	1,1	0,9	0,6	0,5	1,1	0,9
10 tours	Gamme ohmique			1kΩ	25kΩ	1kΩ	25kΩ	1kΩ	100kΩ	1kΩ	25kΩ
	Conformité ± %		Standard	1,4	1	1,3	0,9	1,2	0,9	1,4	0,9
			Meilleure	0,25	0,2	0,25	0,2	0,2	0,15	0,25	0,2

COSINUS

COS 180°

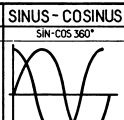


COS 90°



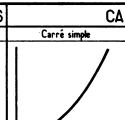
SINUS - COSINUS

SIN-COS 360°

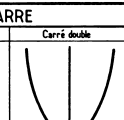


CARRE

Carré simple

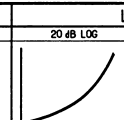


Carré double

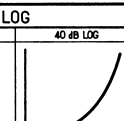


LOG

20 dB LOG



40 dB LOG



1kΩ	15kΩ	1kΩ	13kΩ	Diamètre 50,8 mm_1 tour	1kΩ	13kΩ	250Ω	3,5kΩ	1kΩ	12kΩ	500Ω	6kΩ
1,8	1,5	1,6	1,3		1,5	1	1,8	1,5	1,5	1	2,5	2
1,1	0,9	0,6	0,5		0,7	0,6	1,4	1	0,8	0,7	1,5	1,2
1kΩ	100kΩ	1kΩ	100kΩ		1kΩ	70kΩ	1kΩ	20kΩ	1kΩ	70kΩ	1kΩ	35kΩ
1,3	0,9	1,2	0,9		0,7	0,5	1,4	1	0,7	0,5	1,5	1
0,3	0,2	0,2	0,15		0,20	0,15	0,30	0,25	0,20	0,15	0,35	0,3

Fig. 3-13. — Les courbes ci-dessus donnent une indication des diverses fonctions qui peuvent être réalisées avec des potentiomètres simples ou multitours bobinés.

La figure 3-13 donne un certain nombre de fonctions non linéaires réalisées par *Bourns* sur ses potentiomètres à 1 tour et à 10 tours, ainsi que les valeurs ohmiques et la conformité, c'est-à-dire la précision obtenue.

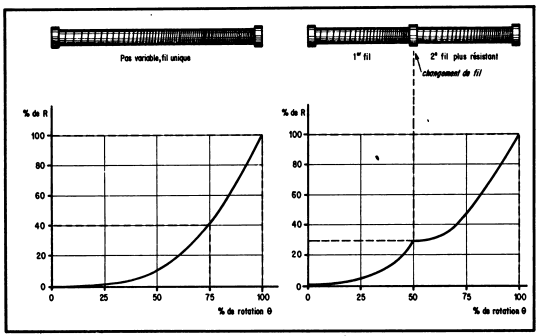


Fig. 3-14. — Courbes mathématiques obtenues par un bobinage à pas variable avec ou sans changement de fil.

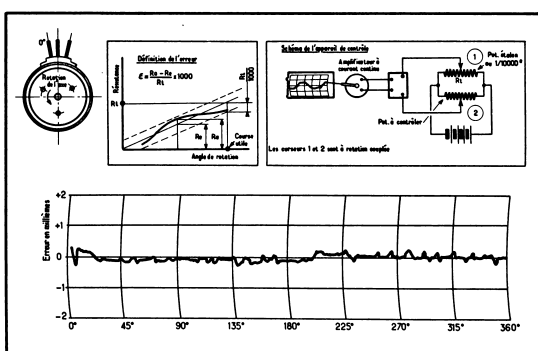


Fig. 3-15. — Courbe de linéarité *MCB Véritable Alter*.

Sur les potentiomètres un peu moins précis, on utilise un autre procédé, le bobinage est effectué à pas variable avec un seul fil, ou avec un changement de fil (fig. 3-14). La rigueur de la loi mathématique dépend de la précision du pas variable appliquée au bobinage. On préfère maintenant ce procédé qui ne change pas la technologie de fabrication, à celui utilisé précédemment en donnant à la plaquette une forme particulière et en faisant frotter le curseur au milieu de sa hauteur.

CARACTÉRISTIQUES

Les potentiomètres bobinés de précision doivent satisfaire aux prescriptions de la spécification C.C.T.U. 05.02 A et de la norme U.T.E. NF C 93265.

La linéarité, ou précision par rapport à la loi de variation, est de ± 0,5 %.

On obtient ± 0,1 % et même ± 0,05 %. La figure 3-15 donne une reproduction de la feuille de contrôle qui accompagne chaque potentiomètre de précision *M.C.B.*; on voit la conformité avec la courbe de variation idéale.

Gamme E 3 : 1 - 2,2 - 4,7 par décade; tolérance sur la valeur nominale : ± 5 % et ± 3 %.

La résolution

C'est le plus faible changement de résistance appréciable lorsqu'on tourne l'axe de commande. Dans les modèles bobinés cette valeur est déterminée par la résistance d'une spire du bobinage; soit la résistance totale du potentiomètre divisée par le nombre de spires. C'est-à-dire que la courbe de linéarité n'est pas une droite, mais un escalier ayant autant de marches que le bobinage comporte de spires (fig. 3-16). C'est pourquoi on a intérêt à utiliser un fil fin, au besoin de faible résistivité pour former le bobinage et que cette indication est utile dans les caractéristiques.

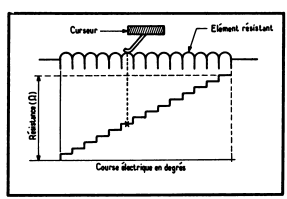


Fig. 3-16. — Définition de la résolution d'un potentiomètre bobiné.

Le bruit dynamique

C'est le pourcentage de la tension appliquée qui se traduit par une fluctuation de la tension de sortie causée par des variations du courant dans l'élément résistif.

PRINCIPAUX MODÈLES

On distingue les potentiomètres à un tour, les potentiomètres fonctionnels à lois mathématiques diverses, les potentiomètres multitours, les capteurs rectilignes et les potentiomètres d'ajustement miniatures.

Potentiomètres à un tour

Ils répondent à la technologie donnée par la figure 3-17, ils sont surtout utilisés pour les asservissements.

A titre d'exemple, voici les caractéristiques du modèle *410 Spectrol* :

— *Dissipation :* 6,2 W à 25 °C, 5 W à 40 °C, utilisation entre −55 °C et +105 °C.

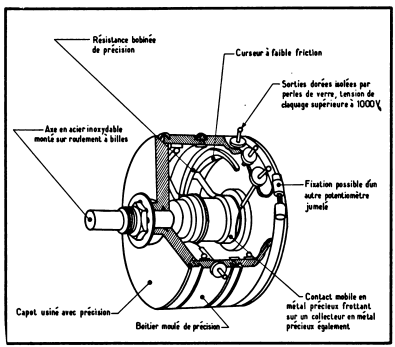

Résistance bobinée de précision
Curseur à faible friction
Sorties dorées isolées par perles de verre, Tension de claquage supérieure à 1000 V
Axe en acier inoxydable monté sur roulement à billes
Fixation possible d'un autre potentiomètre jumelé
Contact mobile en métal précieux frottant sur un collecteur en métal précieux également
Capot usiné avec précision
Boîtier moulé de précision

Fig. 3-17. — Vue éclatée d'un potentiomètre de précision *(Spectrol)*.

— *Tolérances :* 100 Ω et au-dessus : ± 3 % ou ± 1 %, au-dessous : ± 5 % ou ± 3 %.

— *Linéarité :* R entre 10 Ω et 20 Ω : ± 0,25 %, 200 Ω et 2 kΩ : ± 0,15 %, 2 kΩ et 10 kΩ : ± 0,1 %, au-dessus : ± 0,075 %.

Résistances Standard (Ω)	Résolution %	Ω/Tour	Nombre de spires	Courant max. à 40 °C en mA	Tension max. à 40 °C en V	Coefficient de température (10^{-6}/°C)
10	0,160	0,016	625	707	7	800
20	0,119	0,024	839	500	10	800
50	0,095	0,047	1 056	316	15	800
100	0,106	0,106	944	223	22	±20
200	0,091	0,181	1 102	158	31	±20
500	0,072	0,361	1 386	100	50	±20
1 000	0,058	0,575	1 738	70	70	±20
2 000	0,056	1,12	1 785	50	100	±20
5 000	0,042	2,09	2 390	31	158	±20
10 000	0,034	3,42	2 921	22	223	±20
20 000	0,030	5,91	3 384	15	316	±20
50 000	0,023	11,5	4 348	10	500	±20
100 000	0,022	22	4 544	7	707	±20
150 000	0,023	34,4	4 355	5,7	866	±20

— *Courbes :* normalement linéaire, peut être construit avec des courbes non linéaires grâce à 37 sorties intermédiaires possibles.

— *Dimensions :* diamètre 76,2 mm, épaisseur 17,9 mm, axe ⌀ 6,3 mm.

Potentiomètres multitours

Leur vue éclatée est donnée sur la figure 3-18, elle correspond au modèle *Spectrol* 10 tours type 500 :

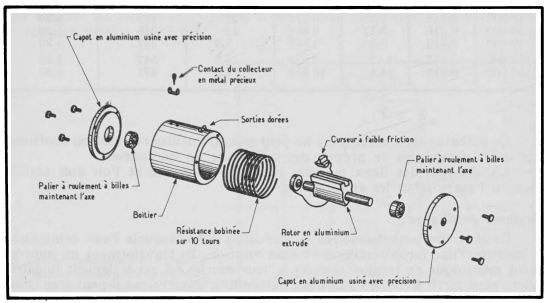

Capot en aluminium usiné avec précision
Contact du collecteur en métal précieux
Sorties dorées
Curseur à faible friction
Palier à roulement à billes maintenant l'axe
Palier à roulement à billes maintenant l'axe
Boîtier
Résistance bobinée sur 10 tours
Rotor en aluminium extrudé
Capot en aluminium usiné avec précision

Fig. 3-18. — Vue éclatée d'un potentiomètre multitours (*Spectrol*).

— *Dissipation :* 3 W à 40 °C, utilisation entre —55 °C et +105 °C.

— *Tolérances :* 100 Ω et au-dessus : ± 3 % ou ± 1 %, au-dessous : ± 5 % ou ± 3 %.

— *Linéarité :* R entre 15 Ω et 50 Ω : ± 0,15 %, 50 Ω et 1 kΩ : ± 0,10 %, 1 kΩ et 5 kΩ : ± 0,075 %, au-dessus : ± 0,05 %.

— *Courbes :* normalement linéaire, peut être construit avec des courbes non linéaires grâce à 46 sorties intermédiaires possibles.

— *Dimensions :* diamètre 22,2 mm, épaisseur 40 mm, avec Ø 3,2 mm.

Comparaison entre les deux modèles pris en exemple

Le potentiomètre à un tour a un diamètre plus grand et moins de profondeur, il est utilisé en rotation continue sans butée. Les valeurs des résistances sont les mêmes, cependant pour la valeur maximale de 150 kΩ le potentiomètre à un tour possède 4355 spires, alors que le multitours en dispose de 10 586, sa résolution ou sa définition est donc meilleure.

Résistances Standard (Ω)	Résolution %	Ω/Tour	Nombre de spires	Courant max. à 40 °C en mA	Tension max. à 40 °C en V	Coefficient de température (10^{-6}/°C)
20	0,067	0,013	1 506	387	7,8	800
50	0,050	0,025	2 004	245	12	800
100	0,050	0,050	2 014	173	17	180
200	0,049	0,098	2 042	122	24	±20
500	0,037	0,185	2 701	77	39	±20
1 000	0,034	0,339	2 947	55	55	±20
2 000	0,029	0,571	3 504	39	77	±20
5 000	0,024	1,17	4 263	24	122	±20
10 000	0,018	1,73	5 775	17	173	±20
20 000	0,016	3,14	6 364	12	245	±20
50 000	0,012	5,64	8 867	7,8	387	±20
100 000	0,011	10,3	9 684	5,5	547	±20
150 000	0,010	14,1	10 586	4,5	671	±20

Le potentiomètre multitours ne peut pas être utilisé en rotation continue, car il est obligatoire de prévoir des butées en fin de course.

L'utilisation des deux modèles est donc différente et l'on doit choisir l'un ou l'autre selon les applications.

Capteurs rectilignes

Ce sont des potentiomètres de précision dans lesquels l'axe commande le curseur d'une façon rectiligne et sans rotation. Ils transforment un mouvement mécanique en tension électrique, leur courbe est généralement linéaire. L'axe peut sortir à une ou aux deux extrémités, dans ce cas il peut être commandé indifféremment d'un côté ou de l'autre. Le boîtier est étanche, protégé contre la poussière et les aspersions, car un tel capteur peut être placé dans des machines qu'il contrôle.

A titre d'exemple, voici les caractéristiques du type *R2100 Eurofarad :* Résistance : 500 Ω à 50 kΩ; tolérance ± 5 %, linéarité ± 0,5 %; dissipation à 85 °C : 4 W; course utile : 100 mm; force de démarrage : 3 N; vitesse de déplacement maximale : 15 mm/s; endurance : un million de manœuvres; coefficient de température : 60 . 10^{-6}/°C; résolution : pour 500 Ω = 8 spires/mm, pour 50 kΩ : 30 spires/mm; dimensions : longueur 150 mm, diamètre 26 mm, axe ⌀ 6 mm.

Potentiomètres d'ajustement

Ce sont des appareils miniatures de précision, entre 1 tour et 45 tours, destinés à être montés sur circuit imprimé pour l'étalonnage des circuits industriels, professionnels ou militaires. Ils ne sont donc pas manœuvrés par l'utilisateur en service normal.

Gamme des valeurs : entre 10 Ω et 20 ou 50 kΩ, ± 5%.
Puissance : entre 0,2 et 1 W à 70 °C ou à 85 °C.
Plage de températures : —55 °C à +150 °C ou +175 °C.
Coefficient de température : ± 50 à ± 70 . 10^{-6}/°C.
Résolution : pour 10 Ω : 1,18% et pour 50 kΩ : 0,11% et 0,09%.

Potentiomètres Hybritron Bourns

C'est une nouvelle technologie qui consiste à recouvrir le bobinage du potentiomètre par une couche de plastique conducteur à l'endroit où frotte

le curseur. Ainsi, la variation de résistance en marches d'escalier (fig. 3-16) est supprimée, car le plastique conducteur fait passer progressivement la valeur de la résistance d'une spire à l'autre; la résolution devient infinie. Le curseur frotte sur la partie lisse du plastique conducteur, il s'use très peu et le fil est protégé; on obtient une durée de vie de 5 millions de révolutions de l'axe.

Tous les modèles de *Bourns* peuvent être livrés en technologie *Hybritron.*

Note : **INFLUENCE DE LA CHARGE**

Le potentiomètre de précision ne peut pas être considéré seul, il faut tenir compte du circuit dans lequel il est inclus, pour apprécier les erreurs de linéarité dues à la charge.

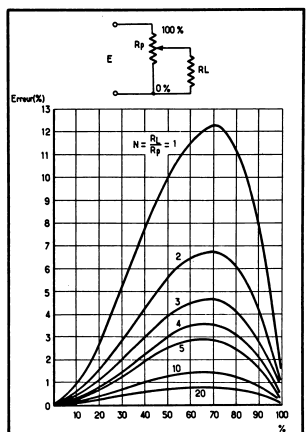


Fig. 3-19. — Influence de la charge d'un potentiomètre de précision et courbe d'erreur.

Soit le schéma très courant de la figure 3-19. La source fournit une tension stable E. La résistance du potentiomètre est R_p et la charge est R_L. A 0 % de rotation, il n'y a pas d'erreur, puisque R_L est en court-circuit. A 100 %, il n'y a pas d'erreur non plus, puisque c'est la tension de la source qui est appliquée. Mais entre les deux extrémités il faut tenir compte du rapport $N = R_L/R_p$. La courbe d'erreur sur la linéarité atteint sa valeur maximale pour 67 % de rotation. Pour $N = 1$ l'erreur dépasse 12 %, pour $N = 5$ elle est encore de 3 % et pour $N = 20$ elle n'est plus que de 0,7 %. En poursuivant le calcul pour $N = 100$ l'erreur est de 0,15 %. Il faut donc veiller que la charge soit grande devant la valeur du potentiomètre, afin de ne pas fausser la linéarité du potentiomètre de précision. Il ne faut pas hésiter

à consommer beaucoup plus d'énergie dans le potentiomètre que dans la charge; on est cependant vite limité dans cette voie, car un potentiomètre de précision ne doit pas trop s'échauffer pour conserver cette précision. La solution réside dans l'étude d'une charge consommant très peu d'énergie.

2. LES RÉSISTANCES VARIABLES NON BOBINÉES

2.1. Généralités

Les résistances variables non bobinées se classent en trois grandes catégories :

• **Les résistances variables à couche de carbone** sont les plus répandues. Elles ne supportent qu'une faible dissipation, jusqu'à 2,5 W, et sont surtout employées dans des circuits diviseurs de tension, sans intensité appréciable, donc de valeur ohmique élevée (jusqu'à 4,7 MΩ). Elles sont montées en potentiomètre. Leurs courbes peuvent être linéaires ou non. Leur boîtier peut éventuellement contenir un interrupteur. Fabriqués avec soin, elles peuvent être fiables;

• **Les résistances variables à couche Vermet-Cermet** sont plus robustes que celles à couche de carbone. Elles permettent la réalisation de potentiomètres et d'ajustables de toutes valeurs et de toutes les dimensions en version professionnelle;

• **Les résistances variables à plastique conducteur** sont en plein développement. On fabrique surtout des modèles professionnels et de précision. Bien réalisées et bien utilisées, elles ont une très bonne fiabilité.

• **Normes et spécifications :**

— Potentiomètres non bobinés grand public : U.T.E. NF C 93 251, C.E.I. 393.1.

— Potentiomètres non bobinés professionnels : C.C.T.U. 05.01 A, C.E.I. 190.

— Potentiomètres non bobinés et résistances ajustables : U.T.E. NF C 93253.

— Potentiomètres non bobinés de précision : U.T.E. NF C 93 255, C.E.I. 393.3.

2.2. Les résistances variables à couche de carbone

FABRICATION

Leur fabrication est à rapprocher de celle des résistances à couche de carbone déposée (fig. 3-20).

Le mélange résistant est composé de carbone (noir de fumée), de graphite, de résine bakélite et de solvants. Ces constituants sont pesés avec précision, afin d'obtenir la valeur désirée. Ils sont mélangés très longuement avant d'être déposés sur une bande de bakélite servant de support. L'épaisseur de la couche est comprise entre 15 μm et 40 μm selon les modèles et la valeur ohmique à obtenir.

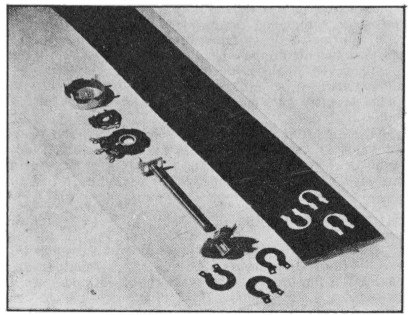


Fig. 3-20. — Fabrication des résistances variables à couche de carbone (*Matéra*). On distingue la bande de bakélite recouverte de carbone, avec la découpe des pistes.

Un seul mélange appliqué sur le support donne un potentiomètre à courbe linéaire. Pour les potentiomètres à courbe logarithmique on dépose trois produits de résistivité différente en trois bandes parallèles sur le support. La découpe ultérieure des pistes est prévue de telle façon que l'enduit de faible résistivité corresponde au début de la piste, l'enduit à moyenne résistivité au milieu et celui à forte résistivité à la fin.

L'enduit est séché dans un four tunnel à infrarouge vers 150 °C.

Afin d'avoir des résistances résiduelles faibles et un bon contact avec les sorties, on argente les extrémités de la piste. Puis les pistes sont découpées et vérifiées.

La piste terminée est montée sur une autre plaquette de bakélite découpée qui lui sert de support. Celle-ci reçoit les sorties en laiton cadmié et le rail central en laiton argenté ou nickelé.

Le boîtier peut être en bakélite moulée, en acier cadmié ou en zamac moulé. Le zamac est un alliage de 90 % de zinc et 10 % d'aluminium.

L'axe est en acier cadmié ou en plastique. Il comprend une gorge qui reçoit un clips afin de le positionner et de le fixer dans le potentiomètre. A son extrémité on fixe une pièce de bakélite qui reçoit le curseur double. Il faut, en effet, que le curseur soit isolé de l'axe. Enfin, il comporte un doigt pour l'entraînement de l'interrupteur éventuel.

Le curseur double appuie d'une part sur la piste et d'autre part sur le rail central. Il est en maillechort ou en bronze au béryllium. Sa pression moyenne est de 110 cN sur les deux pistes. La forme, la matière, la découpe, le montage et le réglage du curseur sont des points très importants à résoudre pour obtenir une bonne fabrication sans mauvais contact, avec un bruit de fond faible et pour une longue durée. La surface réelle du contact sur la piste est d'environ 1 mm².

Ces éléments sont assemblés, réglés, vérifiés. Il faut contrôler : la valeur ohmique totale, les résiduelles, la loi de variation, l'isolement et le bruit de fond qui doit être au plus de 15 μV/V.

A l'arrière, on peut éventuellement monter un interrupteur simple ou double qui est actionné par l'axe au début de sa course, sur un angle d'environ 30°. On prévoit un blindage entre l'interrupteur et la piste, afin d'éviter

les inductions parasites. Les contacts sont en laiton cadmié ou argenté et le ressort de commande est en acier.

Le principe de la fabrication est le même, qu'il s'agisse d'un modèle professionnel ou d'un modèle d'usage courant. Ce n'est que le choix des matières premières, les procédés de fabrication et les tolérances plus serrées qui les différencient. Cependant les modèles professionnels utilisent de moins en moins la piste carbone pour s'orienter vers les pistes *Cermet-Vermet* plus fiables.

Certains sont étanches avec sorties par perles de verre et presse-étoupe sur l'axe. D'autres sont montés avec des matières non hygroscopiques; le mylar peut remplacer la bakélite. D'autres, enfin, sont prévus avec une prise intermédiaire à une certaine valeur ohmique.

CARACTÉRISTIQUES

Les principales caractéristiques sont les suivantes :

— *Gamme des valeurs :* E 3 : 1 - 2,2 - 4,7 par décade entre 10 Ω et 4,7 MΩ pour la loi linéaire et entre 1 kΩ et 2,2 MΩ pour les autres lois. Tolérance standard : ± 20 %.

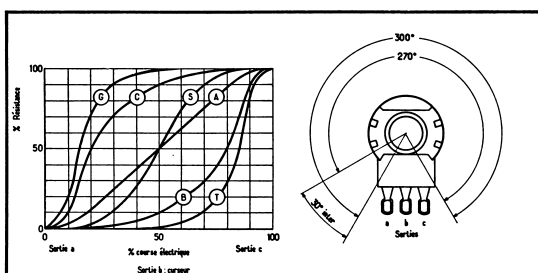


Fig. 3-21. — Lois de variation de résistance des potentiomètres non bobinés.

— *Lois de variation de la résistance* (fig. 3-21) :

A linéaire; S : courbe en *s*; B : logarithmique droite; R_{ba} = 10 % R_t à mi-course;

C logarithmique inverse; R_{bc} = 10 % R_t à mi-course;

T exponentielle droite; R_{ba} = 1,5 % R_t à mi-course;

G exponentielle inverse; R_{bc} = 1,5 % R_t à mi-course.

— *Résistances résiduelles* d'entrée R_a et de sortie R_c. Elles sont données pour les lois A et S sur le tableau ci-dessous. Pour les lois logarithmiques, la mesure des résistances résiduelles est remplacée par une mesure d'atténuation :

$$dB = 20 \log \left(\frac{V_{bc}}{V_{ab}} \right)$$

La course mécanique du curseur est de 300°. La course électrique est de 300° pour les modèles sans interrupteur et de 270° pour les modèles avec interrupteur.

— *Coefficient de température :* $< 700 \cdot 10^{-6}$/°C.
— *Coefficient de tension :* $< 200 \cdot 10^{-6}$/V.
— *Diamètre de l'axe :* 6 ou 4 mm, métallique ou plastique.

Résistance nominale R_n	Lois A et S r_a et r_e maxi	Lois B et C atténuation ±10 dB	Lois T et G atténuation ±10 dB
Ω	Ω	dB	dB
10-22-47	5	—	—
100-220-470	10	—	—
1 k - 2,2 k	25	—	—
4,7 k	25	62	68
10 k - 22 k - 47 k	35	68	74
100 k - 220 k	125	74	80
470 k	250	74	80
1 M	500	74	80
2,2 M	1 000	74	80
4,7 M	1 500	74	80

Résistance nominale R_n	LOI A					LOIS B, C, T, G, S				
	40 °C			70 °C		40 °C			70 °C	
	Puissance maximale	Tension maximale	Intensité limite	Tension maximale	Intensité limite	Puissance maximale	Tension maximale	Intensité limite	Tension maximale	Intensité limite
Ω	W	V	mA	V	mA	W	V	mA	V	mA
10	0,30	1,73	173	0,5	50	—	—	—	—	—
22	0,30	2,57	117	0,75	34	—	—	—	—	—
47	0,30	3,75	80	1,1	23	—	—	—	—	—
100	0,30	5,50	55	1,8	18	—	—	—	—	—
220	0,30	8,10	37	3,0	14	—	—	—	—	—
470	0,30	12	25,6	5,2	11	—	—	—	—	—
1,0 k	0,30	17	17,4	10	10	0,15	12,2	12,3	7,1	7,10
2,2 k	0,30	25	11,7	15	6,15	0,15	18,2	8,2	10,5	4,80
4,7 k	0,30	37	8,0	22	4,60	0,15	26,5	5,6	15,3	3,26
10 k	0,30	55	5,5	32	3,16	0,15	38,8	3,9	22,4	2,24
22 k	0,30	81	3,7	47	2,14	0,13	53,5	2,4	31,0	1,41
47 k	0,27	113	2,4	65	1,38	0,12	75,0	1,6	43,0	0,92
100 k	0,24	155	1,55	89	0,90	0,10	100	1,0	57	0,57
200 k	0,20	210	0,95	121	0,55	0,08	133	0,60	77	0,35
470 k	0,16	275	0,58	160	0,34	0,06	168	0,35	97	0,20
1,0 M	0,12	346	0,35	200	0,20	0,05	225	0,22	129	0,13
2,2 M	0,08	420	0,19	244	0,11	0,035	280	0,13	180	0,08
4,7 M	0,06	530	0,11	305	0,06	—	—	—	—	—

— *Puissance admissible :* pour des températures ambiantes de 40 °C et de 70 °C pour les différentes lois de variation. La température maximale est de 85 °C. Ces valeurs sont données à titre d'exemple, ci-dessus, pour une série de potentiomètres de 20 mm de diamètre. On voit les différences importantes entre la loi linéaire et les lois non linéaires.

Bruit

La valeur du bruit (piste et curseur) ainsi que le niveau de crachement ne sont pas portés sur les spécifications.

On a vu que les constructeurs se fixent une valeur maximale de 15 μV/V. Il existe trois bruits principaux pour ce type de potentiomètre :

— le bruit de piste exprimé en μV/V (entre ses extrémités);
— le bruit de piste et de curseur sur une position donnée, il s'exprime en μV/V (entre une extrémité et la cosse centrale);
— le bruit de déplacement (crachement) exprimé en mV.

On obtient les meilleurs résultats avec une piste dont la surface est lisse et régulière et dont le curseur a une surface de contact réelle d'environ 1 mm². Grâce à ces précautions on n'observe pas d'augmentation notable du bruit après 50 000 manœuvres sur les modèles professionnels.

Fiabilité

Pour obtenir une bonne fiabilité, il ne faut pas dépasser 50 % de la dissipation maximale dans la position du curseur la plus défavorable.

DIFFÉRENTS MODÈLES FABRIQUÉS

— **Dimensions normales** dont le diamètre est compris entre 16 mm et 30 mm. Ils sont fabriqués avec ou sans interrupteur. Leur dissipation est comprise entre 0,25 et 1 W en loi linéaire et seulement la moitié de ces valeurs en lois non linéaires.

— **Modèles miniatures** dont le diamètre est compris entre 10 mm et 16 mm. Ils sont utilisés sur les récepteurs à transistors de petites dimensions. Leur dissipation est de l'ordre de 0,1 W en loi linéaire et 0,05 W en lois non linéaires.

— **Modèles à glissières** sont maintenant à la mode; le potentiomètre est rectangulaire, la piste est déposée sur une plaquette de bakélite également une glissière. Généralement, ils ne sont pas munis d'interrupteurs. On peut monter plusieurs potentiomètres sur une même platine pour la commande des divers paramètres d'un téléviseur ou d'une chaîne à haute fidélité, par exemple (fig. 3-22). Ils peuvent être blindés ou non. On peut prévoir une sortie supplémentaire reliée au tiers, à la moitié ou aux deux tiers de la résistance, pour les corrections psychologiques en basse fréquence.

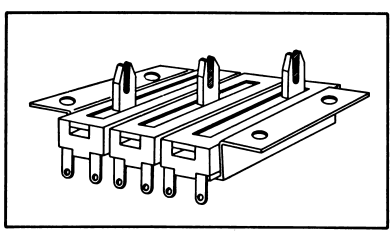


Fig. 3-22. — Trois potentiomètres à glissière montés sur une même platine.

Caractéristiques :

Course du curseur : 40 mm, 48 mm, 58 mm, 72 mm.

Dissipation à 40 °C : loi linéaire : 0,3 à 0,4 W, lois non linéaires : 0,18 à 0,25 W; force de glissement : entre 0,6 et 2 N.

Gamme des résistances : 100 Ω à 2,2 MΩ ou 4,7 MΩ ou 10 MΩ.

— **Modèles ajustables :** leur fabrication a pratiquement cessé en version piste carbone pour adopter les pistes *Cermet-Vermet.*

2.3. Les résistances variables à piste Vermet ou Cermet

La technologie des couches épaisses a été étudiée au cours du chapitre II. Pour les résistances variables la piste est déposée sur un substrat en stéatite ou en alumine. Elle forme une surface lisse et dure sur un support insensible à l'humidité. L'usure produite par le frottement du curseur est pratiquement nulle. La température maximale de la piste peut atteindre +125 °C. C'est pourquoi les potentiomètres et les résistances ajustables professionnels sont fabriqués selon cette technique. De ce fait le nombre de modèles sur le marché est très important.

POTENTIOMÈTRES INDUSTRIELS ET PROFESSIONNELS

Prenons en exemple la gamme *Sfernice* .

Usage industriel. — *Potentiomètre carré* de 12,5 mm de côté muni de cosses à souder ou de picots pour circuit imprimé, axes 3 mm, 4 mm ou 6 mm. Gamme des valeurs : 22 Ω à 4,7 MΩ loi linéaire, 1 kΩ à 1 MΩ en lois non linéaires, dissipation : 1 W à 70 °C loi linéaire, 0,5 W à 70 °C lois non linéaires, températures limites : −55 °C à +125 °C, tolérance : ± 20 % sur demande ± 10 % ,série E 3, course mécanique : 300°, course électrique 270°, résistance de contact : 3 % de Rn ou 3 Ω, durée de vie : 50 000 manœuvres, coefficient de température : de 22 à 220 Ω : 0 à 250 . 10^{-6}/°C, au-delà : ± 150 . 10^{-6}/°C.

Usage professionnel, étanche. — *Potentiomètre carré* de 12 mm de côté, axes 3 mm ou 4 mm; gamme des valeurs : 22 Ω à 4,7 MΩ loi linéaire, 10 kΩ à 1 MΩ en lois non linéaires, dissipation : 1,5 W à 40 °C, 1 W à 70 °C loi linéaire, 0,5 W à 70 °C lois non linéaires, températures limites : −55 °C à +125 °C, tolérance : ± 20 %, sur demande ± 10 %, série E 3, peut être livré avec blocage d'axe, résistance de contact : 1 % de Rn ou 1 Ω, durée de vie : 50 000 manœuvres, coefficient de température : 0 à + 250 . 10^{-6}/°C pour 22 Ω et 47 Ω, ± 150 . 10^{-6}/°C au-delà.

Potentiomètre circulaire. — 12,6 mm de diamètre, axes 3 mm, 4 mm ou 6 mm; gamme des valeurs : 22 Ω à 10 MΩ loi linéaire, 1 kΩ à 1 MΩ en lois non linéaires, dissipation : 1,5 W à 70 °C loi linéaire, 0,75 W à 70 °C lois non linéaires, toutes autres caractéristiques semblables à celles du potentiomètre carré.

Potentiomètre circulaire de puissance. — 19,1 mm de diamètre, axes 6 mm; gamme des valeurs 22 Ω à 10 MΩ loi linéaire, 1 kΩ à 1 MΩ en lois non linéaires, dissipation : 3 W à 70 °C loi linéaire, 1,5 W à 70 °C lois non linéaires, toutes autres caractéristiques semblables.

Potentiomètre miniature intégré dans son bouton de manœuvre ⌀ 16 mm, épaisseur totale : bouton, palier, rondelle, écrou et sorties : 22 mm; gamme des valeurs : 22 Ω à 10 MΩ loi linéaire, 1 kΩ à 1 MΩ lois non linéaires, dissipation : 1 W à 40 °C loi linéaire, 0,5 W à 40 °C lois non linéaires, températures limites : −40 °C à +85 °C, tolérance : ± 20 %, série E 3, coefficient de température : $\pm 150 . 10^{-6}$/°C au-dessus de 100 Ω, $\pm 250 . 10^{-6}$/°C au-dessous, bouton alliage d'aluminium AU 4 G anodisé noir ou naturel.

POTENTIOMÈTRES D'AJUSTEMENT OU TRIMMERS AJUSTABLES

Les gammes disponibles sont également très variées et complètes, toujours dans la gamme *Sfernice* on rencontre :

• **Ultra-miniature pour circuits hybrides :** 4 × 5 × 2 mm, peut être recouvert par un capot de protection : 6 × 6 × 3 mm pour le modèle à soudure directe sur le circuit hybride; gamme des valeurs : 10 Ω à 1 MΩ loi linéaire, série E 3, tolérance : ± 20 %, dissipation : 0,15 W à 70 °C, températures limites : −65 °C à +155 °C, course mécanique : 300°, course électrique : 240° ± 15°, tension limite : 100 V, résistance de contact 3 % de Rn ou 3 Ω, coefficient de température : $\pm 100 . 10^{-6}$/°C à partir de 100 Ω, au-dessous : 0 à $+250 . 10^{-6}$/°C, soudure : 300 °C pendant 5 s max.

• **Miniature usage industriel :** Circulaire : ⌀ 7 mm, h = 5,6 mm, dissipation : 0,75 W à 40 °C, tension limite : 250 V, températures : −25 °C à +125 °C, toutes les autres caractéristiques semblables à celles du modèle ultra-miniature.

• **Miniature étanche :** Circulaire : ⌀ 8,5 mm, h = 7,6 mm, gamme des valeurs : 10 Ω à 2,2 MΩ, tolérance : ± 10 %, série E 3, dissipation : 0,5 W à 70 °C, 0,75 W à 40 °C, 1 W à 70 °C fixé sur panneau métallique, températures : −55 °C à +125 °C, tension limite : 250 V, coefficient de température : $\pm 50 . 10^{-6}$/°C.

• **Multitour étanche :** Carré 9,5 × 9,5 × 4,5 mm, dissipation : 0,5 W à 70 °C, 0,75 W à 40 °C, gamme des valeurs : 10 Ω à 2,2 MΩ, tolérance : ± 10 %, série E 3, températures : −55 °C à +125 °C, tension limite : 250 V, course mécanique : 22 tours ± 5, course électrique : 19 tours ± 2, coefficient de température : $\pm 50 . 10^{-6}$/°C.

• **Normaux étanches :** Carrés 12 × 12 × 10 mm, circulaires : ⌀ 12,6 mm, hauteur 10 mm, gamme des valeurs : 22 Ω à 10 MΩ loi linéaire, 1 kΩ à 1 MΩ lois non linéaires, dissipation : 1 W à 70 °C ou 0,5 W à 70 °C en utilisation haute stabilité en loi linéaire, la moitié en lois non linéaires, tolérance : ± 20 %, série E 3, températures : −55 °C à +125 °C, coefficient de température : $\pm 50 . 10^{-6}$/°C au-dessus de 100 Ω.

POTENTIOMÈTRES SPÉCIAUX

• **Potentiomètres pour diodes à capacité variable :** On sait que l'accord des circuits en radio AM-FM et en télévision est effectué par des diodes à capacité variable auxquelles on applique une tension inverse entre 2 et 30 V. Le groupe de condensateurs variables est donc remplacé par un double potentiomètre spécial en radio et par un potentiomètre simple en télévision.

La figure 3-23 montre ces potentiomètres fabriqués par *Hopt*. L'axe reçoit le bouton de commande et le dispositif d'entraînement de l'aiguille sur le cadran radio ou TV. Cet axe doit être démultiplié pour permettre un réglage plus aisé; deux modèles existent, avec respectivement une démultiplication de 6/1 et de 3/1.

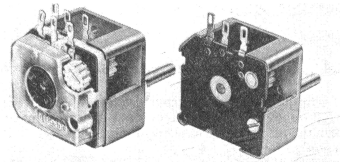


Fig. 3-23. — Potentiomètres simple et double démultiplié avec ajustables, pour la commande des diodes à capacité variable (*Hopt*).

Les valeurs sont comprises entre 25 kΩ et 275 kΩ, la loi de variation est linéaire en AM et logarithmique en FM.

Le modèle de gauche comprend deux pistes, une pour la réception AM, l'autre pour la réception FM; chacune possède un petit ajustable permettant l'alignement du récepteur par rapport au cadran.

Le modèle de droite ne possède qu'une piste éventuellement pour la télévision.

Il existe également des claviers pour la commande automatique des stations radio ou TV; derrière chaque touche un potentiomètre linéaire multitours permet le réglage de la tension à appliquer aux diodes pour recevoir la station désirée.

• **Potentiomètre de focalisation pour téléviseur :** Ce potentiomètre est destiné à fournir la tension de grille de concentration des tubes de télévision en couleurs. Il est branché entre le premier étage du tripleur T.H.T. et la masse. Le curseur permet d'obtenir une tension variable entre 4 000 et 8 000 V pour la grille de concentration.

Il comprend en réalité une résistance variable (R_2) placée entre deux résistances fixes de valeur élevée (R_1-R_3); le réglage n'est donc pas possible entre la T.H.T. et la masse, mais seulement entre deux limites formées par le pont.

La figure 3-24 montre le modèle P 460 de *R.T.C.* dont les caractéristiques principales sont les suivantes : Résistance totale ($R_1 + R_2 + R_3$) = 23 MΩ,

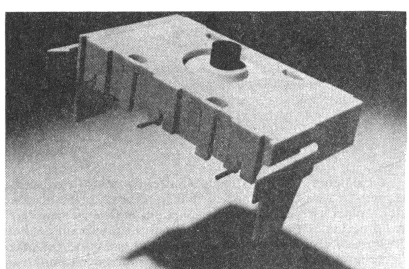


Fig. 3-24. — Potentiomètre de focalisation P 460 (*R.T.C.*).

tolérance : −15 % à +25 %, tension maximale : 8,5 kV, dissipation maximale : 3,8 W à 70 °C, résistance de contact : 250 kΩ, rapports diviseurs : $(R_2 + R_3)/R_t = 0{,}73$ et $R_3/R_t = 0{,}50$.

2.4. Les résistances variables à plastique conducteur

Le plastique conducteur est formé de particules conductrices de carbone et/ou de métal sub-microscopiques dans un film épais de polymère synthétique formant un seul bloc avec le support plastique sur l'une des faces duquel il est déposé.

Les dimensions des particules varient de 0,015 à 0,5 μm. L'épaisseur du film est comprise entre 20 μm et 100 μm. Sa résistivité dépend de la concentration et de la nature des particules conductrices. En faisant varier cette concentration et l'épaisseur du film, on peut couvrir toute la plage des valeurs classiques des potentiomètres. Le support, les prises de contact et la piste résistante forment un ensemble monobloc dans lequel les coefficients de dilatation sont très voisins. L'ensemble subit un traitement thermique de stabilisation après lequel la linéarité de la piste est comprise entre 1 et 2 %. Pour l'amener à la tolérance de 0,05 % à 0,1 % exigée pour les appareils de précision, on procède à un usinage du bord extérieur de la piste en des endroits bien précis et correspondant aux variations de la linéarité. On augmente ainsi la valeur de la résistance initiale. La machine compare la valeur de la résistance en chacun des points à celle donnée par un potentiomètre étalon. C'est ainsi que l'on fabrique une piste à loi linéaire (fig. 3-25).

Pour obtenir une piste à loi logarithmique on peut faire varier la concentration des particules conductrices en fonction de l'angle de rotation. Au début de la course la concentration est maximale ; elle diminue progressivement pour devenir minimale en fin de course. Par usinage du bord extérieur de la piste on obtient la précision de la linéarité voulue.

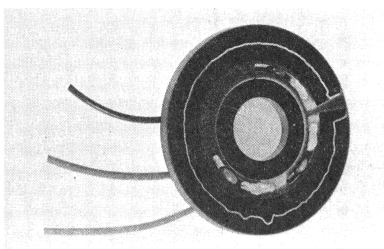


Fig. 3-25. — Étalonnage d'une piste à plastique conducteur par usinage éliminant une partie de la piste (*Novotechnik*).

La figure 3-26 montre différentes fonctions réalisées avec des pistes plastiques. Ce résultat est obtenu par la mise en place de plusieurs types de plastique de résistivité différente, répartis judicieusement sur le bord de la piste. La fonction $E/E_0 = f(\theta/\theta_0)$ est obtenue en usinant la section point par point. Des prises supplémentaires peuvent être prévues. On procède en somme selon le même principe que celui utilisé pour les potentiomètres bobinés (fig. 3-12) ; les shunts en parallèle avec des portions de piste ne sont plus constitués par

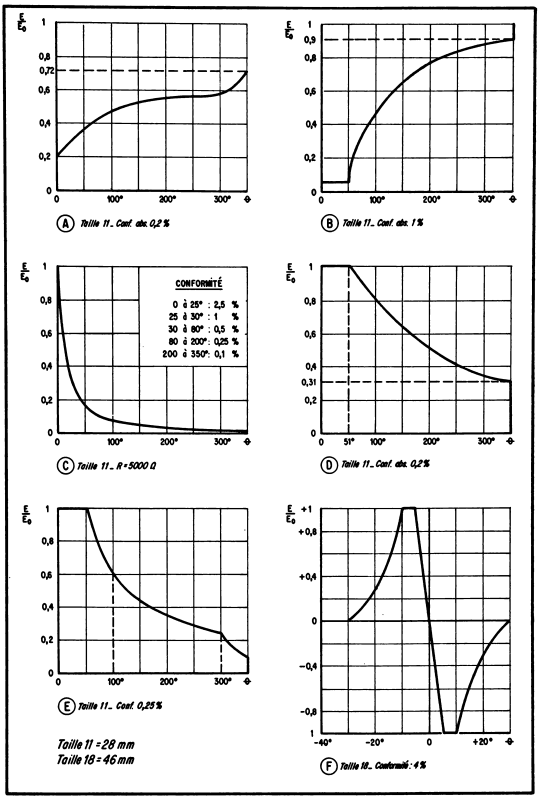


Fig. 3-26. — Quelques fonctions assurées par des potentiomètres non linéaires. E/Eo = rapport tension de sortie E sur tension d'entrée Eo — conformité à la loi théorique prévue. (M.C.B.)

des résistances bobinées, mais par une zone de plastique conducteur de résistivité voulue. Ces zones sont étalonnées par usinage à la fraise de leur périphérie extérieure.

Ces pistes sont montées dans un boîtier aluminium anodisé, avec un axe en acier inoxydable. Deux roulements à billes de précision réduisent le jeu. Si l'axe est traversant on monte trois roulements et quelquefois plus dans le cas de potentiomètres multiples. Le bras rigide du curseur est terminé par plusieurs brins de métal précieux, assurant une sécurité de contact avec un très faible angle de renversement. Le curseur est relié au rail collecteur par plusieurs cils en métal précieux.

On fabrique toute une gamme de ces potentiomètres, depuis la taille 05 (12 mm) jusqu'à la taille 30 (76 mm). La résistance électrique est comprise entre 1 kΩ et 4,7 kΩ pour la taille 05, entre 1 kΩ et 47 kΩ pour les tailles 9 à 18, entre 1 kΩ à 100 kΩ et 220 kΩ pour les plus grandes tailles (série E3). Linéarité standard : 1 %. Dissipation à 70 °C : entre 0,5 W et 4 W selon la taille pour les courbes linéaires, la moitié environ pour les courbes spéciales. Résolution : >1 000 point /mm, pratiquement infinie; dépend de la précision mécanique du montage et de l'absence de jeu et de couple de renversement du curseur.

Avantages du potentiomètre à plastique conducteur :

— Durée de vie en rotation 50 à 100 fois plus longue que celle d'un potentiomètre bobiné; supporte une vitesse de rotation de 3 000 tr/mn en mouvement continu, ou 50 Hz en oscillations; durée de vie : environ 10 millions de rotations.

— Résolution : vers 0,1 μm.

— Fiabilité aux risques de coupure bien meilleure, ainsi que la résistance aux chocs mécaniques ou thermiques et aux vibrations.

— Grande résistance à l'usure localisée de la piste, lors de petites oscillations du curseur autour d'un point d'équilibre.

Inconvénients :

— L'intensité du courant dans le curseur ne doit pas dépasser 1 mA, ce qui interdit l'utilisation en rhéostat. Cette faible intensité est due à la dimension du brin de contact du curseur et à la résistivité de la piste.

— Le coefficient de température est négatif : $-200 \pm 200 \cdot 10^{-6}$/°C, il est plus élevé que celui du potentiomètre bobiné ($\pm 50 \cdot 10^{-6}$/°C). Ce coefficient est variable en fonction de la valeur de la résistance de la piste et de la température.

— Il est sensible à l'action de l'humidité. La résistance de la piste croît de 3 % en humidité saturante. Cette variation est réversible; la piste reprend sa valeur après séchage.

— Son niveau de bruit est plus élevé et il reste constant, tandis que pour le modèle bobiné, il est plus faible au début, puis il croît très vite et dépasse le niveau du plastique conducteur.

MODÈLES SPÉCIAUX :

Potentiomètres rectilignes : l'arbre fixé par rotule peut tourner sur lui-même; il entraîne le curseur qui se déplace sur une piste rectiligne, en fonction d'un mouvement de translation. Ils sont utilisés en capteurs de position dans les applications pneumatiques ou hydrauliques. Une série en taille 05 (12 mm ø) existe en quatre longueurs de course électrique utile : 25-50-75-100 mm, résistance entre 1 kΩ et 100 kΩ, linéarité : 0,1 à 1 %.

Potentiomètres multitours : en taille 05 (12 mm ø), il existe un modèle circulaire à 10 tours, soit 3 600°; résistance entre 10 kΩ et 1 MΩ, linéarité 0,5 à 0,25 %; peut être réalisé en lois linéaire ou logarithmique.

3. LES CODEURS ET GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS

3.1. Les codeurs par contacts

Les codeurs par contacts sont construits selon la technique du dépôt de métal par évaporation cathodique sur un support de verre ou de plastique.

L'axe entraîne un disque en plastique spécial usiné avec précision sur lequel les plages conductrices sont en acier inoxydable dur doré et les plages isolantes en résine dure chargée. Chaque piste de signaux comprend deux balais rapprochés fixes en alliage de métaux précieux.

Ainsi chaque plage conductrice correspond à un signal et les plages isolantes à une absence de signal; on obtient donc une transmission binaire. Valeurs recommandées : alimentation 1 mA sous 6 V_{cc}. Principales caractéristiques : 4 à 8 pistes — vitesse de rotation maximale 300 tr/mn — nombre de points par tours : entre 10 et 1 024, selon le diamètre du codeur : entre 44 et 80 mm; soit une résolution angulaire entre 36' et 21'.

La généralisation des circuits logiques rapides a rendu très délicate l'utilisation des codeurs à contacts. Les rebondissements de commutation, les variations de contacts exigent l'emploi d'un filtre à la sortie du codeur pour éliminer les signaux parasites.

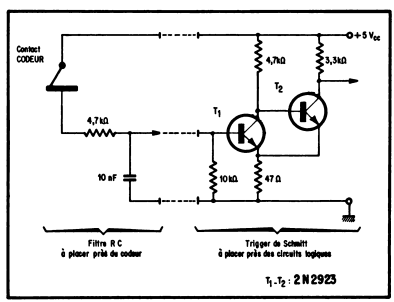


Fig. 3-27. — Filtre passif R.C. et circuit de mise en forme pour éliminer les signaux parasites dans un codeur à contacts.

La figure 3-27 donne le schéma d'un filtre passif RC placé directement à la sortie du codeur et d'un étage de remise en forme près du circuit d'utilisation. Ainsi on peut utiliser une logique rapide derrière un codeur à contacts.

3.2. Les codeurs optiques

Si on désire une vitesse de rotation plus élevée, il ne peut être question de conserver les contacts électriques, on doit adopter les codeurs optiques. Le disque est en méthyl-méthacrylate transparent, sur lequel on dépose par métallisation sous vide des plages opaques de chrome de 2 µm. Devant chaque piste on dispose un émetteur de lumière, une diode à l'arséniure de gallium; en face et derrière le disque est placé un phototransistor ou une photodiode

au silicum avec un étage amplificateur. Les zones transparentes du disque donnent un signal d'environ 1μA (niveau haut). Les zones opaques produisent une brève interruption du signal (niveau bas).

Il existe des codeurs fonctionnant en inverse; à ce moment l'émetteur de lumière (L.E.D.) et le phototransistor sont placés du même côté du disque très près l'un de l'autre. Les parties en plastique du disque sont mates et ne provoquent aucune réflexion de la lumière du L.E.D. vers le phototransistor, aucun signal n'est relevé en sortie (niveau bas). Lors du passage d'une zone métallisée brillante, un éclat lumineux du L.E.D. frappe le phototransistor et provoque une impulsion en sortie (niveau haut) si on désire une impulsion en sortie (niveau haut) avec un codeur du premier type décrit, il suffit d'inverser la position des zones transparentes et des zones opaques.

Il faut un ensemble L.E.D.-phototransistor de part et d'autre de chaque piste; comme un codeur en contient jusqu'à 28, il ne peut être question de placer ces détecteurs sur la même ligne; on les répartit sur toute la circonférence. Bien entendu, l'emplacement des métallisations tient compte du

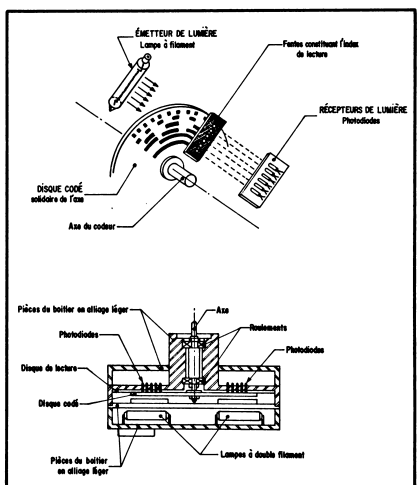


Fig. 3-28. — Principe d'un codeur optique et disposition des différents composants.

décalage des détecteurs. La figure 3-28 donne le principe d'un tel codeur. Pour simplifier le dessin, l'émetteur de lumière est représenté par une lampe à incandescence et le récepteur par des photo-diodes.

Il existe des codeurs jusqu'à 28 pistes; leur vitesse de rotation peut atteindre 1 500 à 6 000 tr/mn; fréquence maximale du signal entre 5 kHz et 50 kHz sinusoïdal, rectangulaire ou trapézoïdal. Le nombre de points par tour du disque est compris entre 100 et 5 000, selon le diamètre du codeur entre 25 et 90 mm.

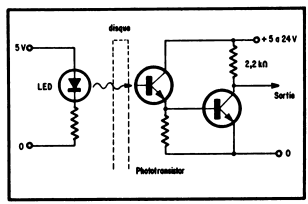


Fig. 3-29. — Électronique du codeur optique.

Les signaux binaires recueillis en sortie du phototransistor sont faibles et ne sont pas exploitables directement. On les applique généralement à une bascule de Schmitt qui fournit des signaux rectangulaires sans parasites et d'un niveau suffisant. L'électronique dans le codeur est donnée sur la figure 3-29.

Principe de la mesure d'une grandeur par codage

La mesure d'une grandeur peut être obtenue par :

— *La méthode analogique*, selon laquelle le résultat est fourni sous une forme continue qui transforme la grandeur en une autre plus facilement utilisable. Un potentiomètre mesure un angle de rotation du curseur en fournissant une tension aisément mesurable.

— *La méthode numérique* qui permet d'obtenir directement le résultat; c'est une méthode discontinue qui fournit des résultats immédiatement exploitables. A distance on doit effectuer une télémesure. La grandeur est traduite en une information de caractère discontinu par un codeur. A la réception, il faut décoder le signal. C'est le rôle des codeurs générateurs d'impulsions.

Plusieurs codes peuvent être employés. Les codeurs à axe tournant donnent un codage angulaire. A chaque position du disque correspond un certain nombre de signaux de sortie caractérisant cette position. Le code permet, en partant des signaux de sortie, de connaître la grandeur d'entrée. Le code se présente le plus souvent sous la forme d'un code binaire qui peut différencier facilement les deux états, bas et haut, représentant zéro et un binaire.

On utilise principalement :

— *Le code incrémental* dans lequel les deux niveaux 1 et 0 binaire constituent une période ou un point. Ce code n'est utilisable que pour les mesures de vitesse. Dans tous les autres cas il faut adjoindre un comptcur-décompteur qui transforme ce code pour lui permettre de connaître la position angulaire de l'axe du codeur. C'est le compteur-décompteur qui remet à zéro le codeur à chaque tour. Cette origine peut être modifiée à volonté. Ce compteur-décompteur est sensible aux bruits parasites et aux défaillances d'alimentation qui font perdre l'origine;

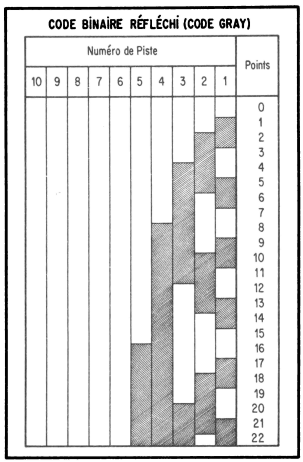


Fig. 3-30. — Les 22 premiers niveaux du code binaire réfléchi (code Gray).

— *le code binaire réfléchi ou code Gray;* c'est un code non pondéré, c'est-à-dire que chaque digit n'a aucune signification particulière, seul l'ensemble des digits ordonnés a une signification. Ce code est réalisé à partir de combinaisons classées de façon à passer d'un niveau au suivant en ne changeant qu'un seul digit. La figure 3-30 donne les 22 premiers niveaux de ce code. Il est d'un emploi simple, car il ne présente aucun risque d'ambiguïté.

Ces codeurs sont destinés aux applications industrielles : conduite de machines-outils, pesage automatique, altimètre d'avion, classement statistique de pièces, girouette anémomètre, mesures tachymétriques, générateurs d'impulsions de précision, etc.

CHAPITRE IV

LES CONDENSATEURS FIXES

1. GÉNÉRALITÉS

1.1. La capacité

Deux corps conducteurs, séparés par un isolant, constituent un condensateur. Cette définition très générale montre que tout conducteur isolé possède une capacité par rapport aux autres conducteurs et par rapport à la masse. La valeur de cette capacité est :

$$C = 8{,}85 \cdot 10^{-12} \frac{\varepsilon_0 S}{e} \qquad \text{(unités S.I.)}$$

C exprimé en farads.

S surface des conducteurs ou des armatures traversés par le champ et placés en regard, en mètres carrés.

e épaisseur du diélectrique qui sépare les deux conducteurs ou les deux armatures, en mètres.

ε_0 pouvoir spécifique inducteur, ou constante diélectrique ou permittivité de l'isolant par rapport au vide (vide $\varepsilon = 1$).

ε_r constante diélectrique relative de l'air par rapport au vide $\varepsilon_r = 1{,}00576\ \varepsilon_0$. En pratique on néglige cette différence et on confond ε_0 et ε_r.

1 coulomb sous une différence de potentiel de 1 volt entre ses armatures.

Cette unité est beaucoup trop grande pour les applications pratiques. On utilise couramment :

le microfarad (μF) $= 10^{-6}$ F
le nanofarad (nF) $= 10^{-9}$ F
et le picofarad (pF) $= 10^{-12}$ F

La quantité d'énergie que peut emmagasiner un condensateur est :

$$W = \frac{CU^2}{2}$$

W en joules, C en farads, U en volts.

On voit que pour un condensateur donné, la quantité d'énergie emmagasinée dépend beaucoup de la tension aux bornes. Cette tension est limitée par la nature et par l'épaisseur du diélectrique. Lorsqu'elle dépasse une certaine valeur, un arc prend naissance entre les armatures et détruit l'isolant. Le condensateur est mis hors d'usage.

Si on branche des condensateurs en parallèle, la surface des armatures en regard devient la somme des électrodes des condensateurs :

$$C_t = C_1 + C_2 + \dots C_n$$

Lorsque des condensateurs sont reliés en série, on observe que c'est l'épaisseur du diélectrique qui devient la somme des épaisseurs des diélectriques de chacun des condensateurs.

La capacité résultante est plus petite que celle du plus petit condensateur.

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots \frac{1}{C_n}$$

Dans le cas de deux condensateurs :

$$C_n = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

(Voir abaque III, chap. II.)

1.2. Le condensateur en continu

On branche un condensateur aux bornes d'une source de courant continu et on insère un galvanomètre dans le circuit (fig. 4-1); on ferme l'interrupteur S; on constate que le galvanomètre dévie très rapidement, atteint une valeur maximale, puis revient vers zéro très lentement. On dit que le condensateur se charge. La quantité d'électricité qu'il emmagasine est :

$$Q = C\,U$$

Q en coulombs, C en farads, U en volts.

On a vu précédemment que l'énergie récupérable est :

$$W = \frac{CU^2}{2}$$

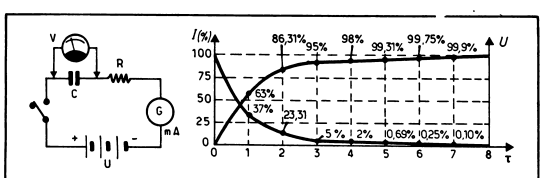


Fig. 4-1. — Charge d'un condensateur en courant continu.

La constante de temps du circuit est :

$$\tau = C\,R$$

τ en secondes, C en farads et R en ohms; c'est la résistance du circuit extérieur et de la résistance série du condensateur.

A chaque constante de temps le condensateur se charge de 63 % et l'intensité diminue de la même valeur. Il en est de même lorsque le condensateur se décharge, sa tension aux bornes diminue de 63 % à chaque constante de temps.

La courbe de charge étant une exponentielle, la charge complète à lieu en un temps infini. On obtient les valeurs portées sur la courbe de la figure 4-1. Pratiquement, la charge est considérée comme terminée à 1/1 000e près au bout de 6,9 τ.

La décroissance du courant dans le circuit suit une courbe inverse.

Ensuite, il ne se passe plus rien, la tension aux bornes du condensateur est celle de la source et l'intensité est nulle, si l'isolement du condensateur est satisfaisant, bien entendu.

1.3. Le condensateur en alternatif

Si la source de courant de la figure précédente est remplacée par un alternateur (fig. 4-2 A), le condensateur va se charger et se décharger au rythme du courant alternatif. Le galvanomètre G va constamment indiquer un courant

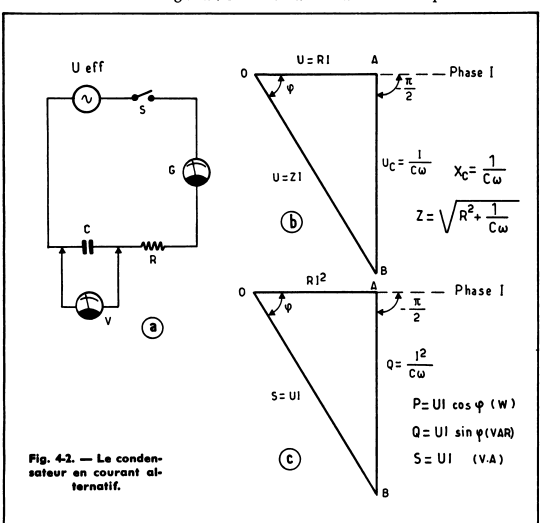


Fig. 4-2. — Le condensateur en courant alternatif.

de charge ou de décharge du condensateur. Il y a un courant permanent dans le circuit. Les électrons oscillent sur place dans les conducteurs ou dans les armatures. Il est inexact de dire que le courant alternatif traverse un condensateur, car aucun électron ne peut franchir un diélectrique parfait.

Cependant ces charges demandent un certain temps pour s'établir; il se produit donc un retard entre la tension aux bornes du condensateur et l'intensité qui parcourt le circuit. C'est ce qui différencie le comportement d'un condensateur et d'une résistance. De par la loi d'Ohm, lorsque la tension varie aux bornes d'une résistance, l'intensité varie immédiatement. On dit que la tension et l'intensité sont en phase. Aux bornes d'un condensateur l'intensité varie avant la tension. Un condensateur provoque un déphasage.

La figure 4-2 B montre la construction des paramètres du déphasage. La chute de tension aux bornes de R (U = RI) est en phase avec l'intensité, on trace le vecteur OA. En A déphasé de 90° en arrière $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$ par rapport à I, le vecteur AB est proportionnel à la réactance de capacité ou capacitance $X_c = \frac{1}{C\omega}$. La tension aux bornes de la capacité est $U_c = \frac{I}{C\omega}$ $(\omega = 2\pi f)$.

On réunit O et B par une droite. L'angle AOB ou φ donne la valeur du déphasage du circuit.

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{AB}{OA} = \frac{I}{C\omega RI} = \frac{1}{C\omega R}$$

L'impédance du circuit est :

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$$

La tension résultante est : U = ZI.

Pour trouver la puissance dans le circuit il suffit de multiplier par I la tension trouvée. La figure 4-2 C donne ces puissances :

Puissance moyenne $P = UI \cos \varphi$ (en watts).
Puissance active $P = RI^2$ (en watts).
Puissance réactive $Q = UI \sin \varphi$ (en VAR).
Puissance apparente $S = UI$ (en VA).

Bien que la réactance de capacité $X_c = \frac{1}{C\omega}$ s'exprime en ohm, elle ne produit pas d'effet joule et elle varie d'une façon inversement proportionnelle à la fréquence.

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} \qquad \sin \varphi = \frac{1}{ZC\omega}$$

1.4. Les caractéristiques théoriques d'un condensateur

Si un condensateur pouvait être parfait, il ne comporterait pas de résistance, le déphasage serait de 90° et il ne consommerait pas de puissance, puisque cos 90° = 0. Mais cela est impossible à concevoir. Un condensateur réel peut être représenté par la figure 4-3.

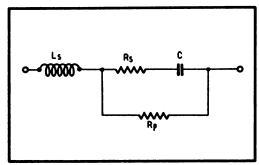


Fig. 4-3. — Schéma équivalent d'un condensateur réel.

La résistance série R_s est fonction de la résistance des connexions des armatures et des caractéristiques du diélectrique. La résistance parallèle R_p représente les défauts d'isolement entre les armatures.

L'inductance L_s dépend de la technologie de fabrication, elle intervient dans le comportement du condensateur en fonction de la fréquence.

L'impédance du condensateur est :

$$Z = \sqrt{R_s^2 + \left(L_s\,\omega - \frac{1}{C\,\omega}\right)^2}$$

L'emploi d'un condensateur est limité par sa fréquence de résonance au-delà de laquelle il devient inductif.

Sur la figure 4-4 on construit le graphique de ce condensateur. Le courant qui traverse réellement le condensateur est la résultante d'un courant watté en phase (pertes) et d'un courant déwatté dû à la capacité pure. Par la construction graphique expliquée précédemment on détermine l'angle de phase.

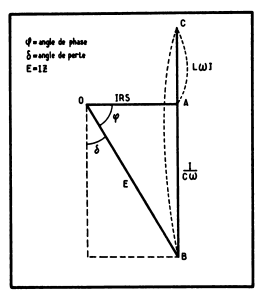


Fig. 4-4. — Angle de pertes, angle de phase et impédance d'un condensateur.

On appelle angle de pertes δ le complément de l'angle de phase. Plus cet angle est petit, meilleur est le condensateur : $\operatorname{tg} \delta = R_s C \omega$. Le facteur de puissance du condensateur est le cosinus de l'angle de phase ou le sinus de l'angle de pertes.

Lorsque les pertes sont faibles, comme c'est généralement le cas, on commet une erreur négligeable en admettant que le facteur de puissance, la $\operatorname{tg} \delta$ et l'angle δ sont égaux. Dans ce cas : $R_s C \omega$ est le facteur de puissance. Il donne une mesure de la qualité du diélectrique à la fréquence de la mesure.

1.5. La constante diélectrique

C'est une des indications les plus importantes pour le choix d'un diélectrique. En pratique, ε_r est compris entre 1 et 15 000. La constante diélectrique peut varier dans de grandes proportions en fonction de la fréquence, de la température et de la tension appliquée. Ce sont les diélectriques à constante diélectrique élevée qui sont les plus instables; ils sont tout de même intéressants pour la fabrication de condensateurs miniatures. Les diélectriques à ε_r faible sont en général beaucoup plus stables.

Leur comportement impose des limitations d'emploi aux condensateurs correspondants.

1.6. La résistance d'isolement

Un condensateur doit avoir une résistance d'isolement élevée qui dépend en grande partie du diélectrique utilisé. On distingue : la résistivité superficielle (en Ω) et la résistivité transversale ou en volume (en Ω . m). Ces valeurs diminuent lorsque la température et le degré hygrométrique augmentent.

Il faut également tenir compte du produit d'imprégnation, de l'enveloppe du condensateur et du mode de fabrication. Par exemple : un condensateur au papier imprégné à la cire voit sa résistance d'isolement diminuer de moitié

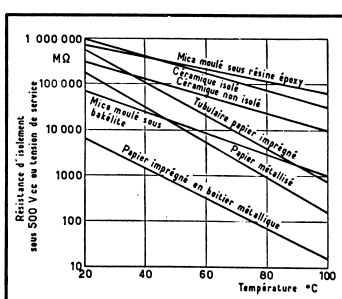


Fig. 4-5. — Variation de la résistance d'isolement en fonction de la température *(Dummer)*.

lorsque la température augmente de 7 °C. Ce même condensateur imprégné à l'huile minérale ne subit une baisse d'isolement de moitié que pour une élévation de température de 10 °C.

La figure 4-5 donne quelques courbes d'isolement en fonction de la température pour les diélectriques courants. Il n'est pas tenu compte de l'action de l'humidité sur ces courbes, si les condensateurs ne sont pas étanches.

1.7. L'absorption diélectrique

Un condensateur à diélectrique solide est chargé en courant continu, puis il est mis en court-circuit pendant quelques secondes. Il est laissé à circuit ouvert pendant un certain temps. On constate alors qu'une nouvelle charge plus ou moins importante paraît à la surface des armatures. On dit qu'une partie de la charge initiale a été absorbée par le diélectrique. L'absorption et la restitution de la charge par le diélectrique ne sont pas immédiates, mais demandent un certain temps selon sa nature (d'une fraction de seconde à quelques heures).

Ce phénomène conduit pratiquement à une diminution de capacité à mesure que la fréquence augmente. Il provoque des retards dans certains montages à impulsions et dans des circuits à charge ou à décharge très rapide.

1.8. Le courant de fuite et la constante de temps

Lorsqu'un condensateur a été chargé en courant continu, les pertes occasionnées par le courant de fuite empêchent la conservation indéfinie de la charge.

On a vu que le temps pendant lequel la charge diminue dans le rapport $1/e$ ou 36,8 % est égal au produit R C, où R est la résistance de fuite en ohms et C la capacité en farads (c'est la constante de temps exprimée en secondes).

Les condensateurs électrolytiques ont une constante de temps de quelques secondes, les condensateurs à la céramique du groupe II à ε_r élevé tiennent la charge quelques minutes, tandis que les condensateurs au papier, au mica, à la céramique du groupe I ont une constante de temps de quelques heures, et les condensateurs à film plastique de plusieurs jours.

1.9. La rigidité diélectrique

La rigidité diélectrique d'une matière est déterminée par la tension pour laquelle un perçage de l'isolant se produit.

La tension disruptive en kilovolts par unité de longueur dépend de l'épaisseur du diélectrique, de la température, de l'humidité, de la forme d'onde de la tension d'essai, de sa fréquence et de la méthode de mesure.

La rigidité diélectrique d'un isolant diminue toujours lorsque la température, l'humidité et la fréquence augmentent.

1.10. L'influence de la fréquence sur le comportement des diélectriques

Aux très basses fréquences, comme aux très hautes fréquences, les pertes augmentent et imposent des limitations à l'emploi des diélectriques.

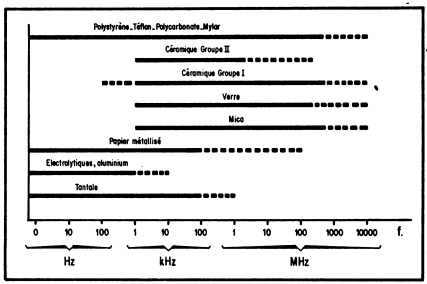


Fig. 4-6. — Gamme de fréquence d'emploi des principaux diélectriques.

La figure 4-6 donne la gamme des fréquences d'emploi des principaux diélectriques. Les traits continus correspondent aux fabrications classiques, les pointillés indiquent soit des fabrications spéciales, soit des progrès en cours.

1.11. Les différents types de condensateurs

Le tableau synoptique de la page suivante donne un résumé des caractéristiques principales des différents types de condensateurs.

Les abaques I et II, ci-après, donnent la réactance de capacité ou capacitance en B.F. puis en H.F.

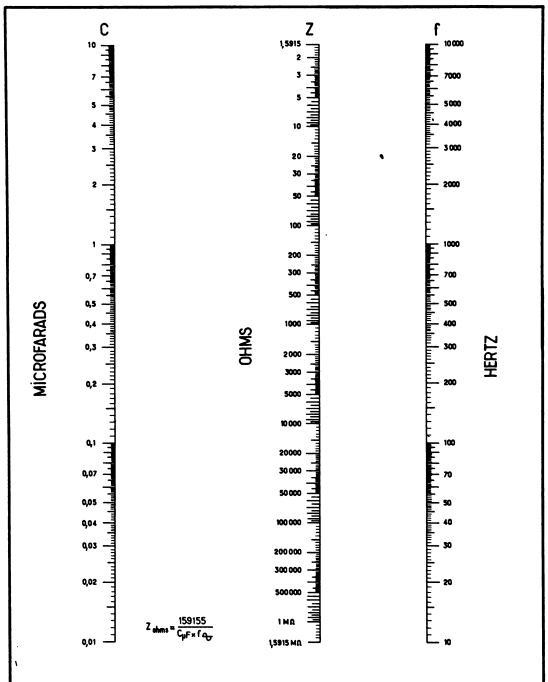
On sait que lorsqu'une capacité C est parcourue par un courant de fréquence f, soit une pulsation $\omega = 2\pi f$, elle présente une réactance ou capacitance $X_c = 1/C\omega$.

X_c en ohms, lorsque C est en farads et f en hertz. Dans la pratique, on préfère la formule : $X_c\,\Omega = 159\,155/C\,\mu F \,.\, f$ Hz en B.F., et $X_c\,\Omega = 159\,155/C\,nF \,.\, f$ kHz en H.F., ou $X_c\,\Omega = 0{,}5305\ \lambda m/C$ n F.

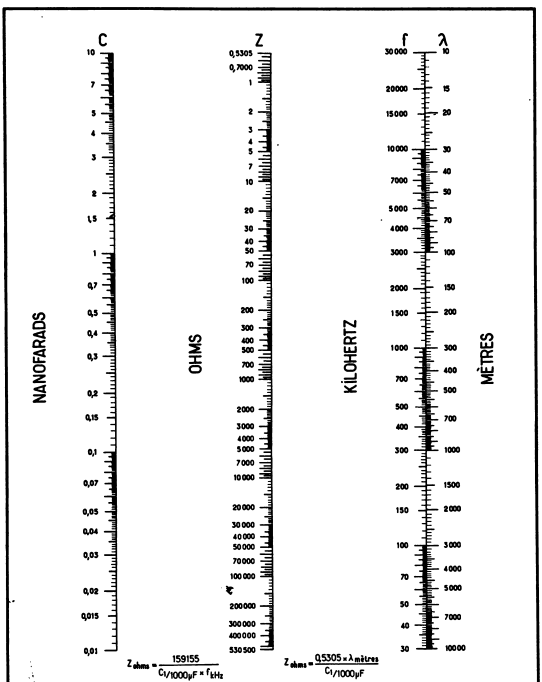
Ces abaques permettent de calculer les éléments des filtres et des cellules de découplage.

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DES DIFFÉRENTS TYPES DE CONDENSATEURS

Type de condensateur	Plage des fréquences limites		Angle de pertes	Constante diélectrique	Utilisations		Tolérances standard	Utilisations
	Min.	Max.			Profes.	Grand public		
Condensateurs au papier. . .	C.C.	1 kHz	0,01 à 0,03	4,5	×	×	±20 % ±10 %	Industriel filtres, facteur de puissance.
Papier métallisé	C.C.	100 MHz	0,03 à 0,05	4	×	×	±20 %	découplage miniature, liaison B.F. anti-parasite, plus coûteux.
Plastique. . .	C.C.	10 000 MHz	0,0005	2 à 3	×	×	±5 % ±1 %	tous usages, accord des circuits, très intéressants.
Mica.	1 kHz	10 000 MHz	0,0005	6,5 à 7	×	×	±1 %	accord des circuits H.F. ligne à retard.
Verre	1 kHz	10 000 MHz	0,001	4 à 6,5	×		±1 %	remplace le mica dans toutes les applications H.F.
Céramique : Groupe I. . .	100 Hz	10 000 MHz	0,001	5,4 à 20	×	×	±5 % ±1 %	circuits H.F. de puissance. accord et dérive H.F.
Groupe II . .	1 kHz	200 MHz	0,01	500 à 15 000	×	×	±20 %	découplage H.F.
Électrolytique à l'aluminium.	C.C.	1 kHz	0,1	9	×	×	—10 +50 %	découplage, filtrage, liaison transistors.
Électrolytique au tantale . .	C.C.	100 kHz	0,05	26	×		±20 %	découplage, filtrage, circuits transistorisés.


C
MICROFARADS
10
7
5
4
3
2
1
0,7
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0,07
0,05
0,04
0,03
0,02
0,01
Z
OHMS
1,5915
2
3
5
10
20
30
50
100
200
300
500
1000
2000
3000
5000
10000
20000
30000
50000
100000
200000
300000
500000
1 MΩ
1,5915 MΩ
f
HERTZ
10000
7000
5000
4000
3000
2000
1000
700
500
400
300
200
100
70
50
40
30
20
10
$Z_{ohms} = \frac{159155}{C_{\mu F} \times f \times Q_U}$

ABAQUE I


C
Z
f
λ
NANOFARADS
OHMS
KILOHERTZ
MÈTRES
$Z_{ohms} = \frac{159155}{C_{1/1000\mu F} \times f_{kHz}}$
$Z_{ohms} = \frac{0{,}5305 \times \lambda_{mètres}}{C_{1/1000\mu F}}$

ABAQUE II

2. LES CONDENSATEURS AU PAPIER

2.1. Le papier

Le papier est un des plus anciens diélectriques utilisés pour la fabrication des condensateurs.

A l'origine, le papier spécial était fabriqué à l'aide de pâtes de lin blanchies. Mais, du fait de leur faible constante diélectrique, elles ont été progressivement remplacées par des pâtes de bois à la soude qui constituent actuellement la matière première courante. Elles proviennent de Suède, de Finlande et du Canada.

La pâte de bois est broyée très longuement et très complètement, de façon à former des fibres très fines en suspension dans l'eau.

La pâte et l'eau ne doivent pas contenir d'impuretés, afin qu'il n'y ait pas de défauts dans le papier et que ses caractéristiques soient constantes.

La machine de fabrication reçoit la solution aqueuse contenant approximativement 0,3 % de matières sèches. Par égouttages, aspirations successives et passage entre des rouleaux chauffés, la feuille de papier prend naissance.

Il ne contient ni charges comme le papier journal, le papier bible ou le papier à cigarettes, ni colles ou produits collants comme le papier écriture ou le papier photographique, il est le plus pur possible. L'analyse chimique décèle seulement des traces de silice, de fer, d'alumine, de calcium et de cuivre, Sa densité est comprise entre 0,8 et 1,30, selon les types de condensateurs à construire.

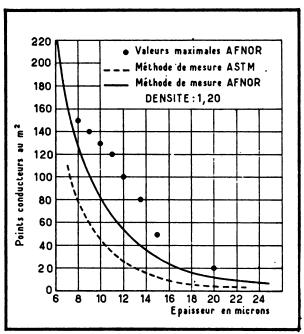


Fig. 4-7. — Nombre de points conducteurs au mètre carré en fonction de l'épaisseur du papier. Valeurs maximales AFNOR et valeurs garanties par les papeteries Bolloré, selon deux méthodes de mesure (ASTM et AFNOR).

Pour les condensateurs destinés aux applications électroniques, on préfère un papier de densité comprise entre 1 et 1,20 (épaisseur 5 à 20 μm), tandis que pour les condensateurs haute tension des réseaux industriels, on choisit un papier de densité plus faible : 0,8 à 1 (épaisseur 10 à 25 μm).

En parcourant le catalogue des *Papeteries Bolloré* on relève les variétés suivantes :

— *Isovolt* avec trois qualités :

— densité 1,17 entre 9 et 14 μm papier très homogène pour les condensateurs à faibles pertes et de fortes capacités; rigidité diélectrique 150 à 180 V/μm;

— densité 1,10 entre 12 et 14 μm, pour les condensateurs de puissance basse tension;

— densité 1,00 entre 13 et 15 μm, pour les mêmes applications; points conducteurs entre 10 et 2/m² selon l'épaisseur de la feuille.

— *Voltam*, usage général pour les condensateurs de faible ou de moyenne puissance, aussi bien en alternatif qu'en continu. Densités : 1,30-1,20-1,10-1,00. En densité 1,20 entre 5 et 20 μm, la rigidité diélectrique est comprise entre 100 et 180 V/μm; points conducteurs entre 60 et 2/m².

— *Isolam*, papier très pur à faibles pertes aux basses températures pour la fabrication des condensateurs de grande puissance sous moyenne et haute tension ayant un bon vieillissement. Densité 0,78 entre 14 et 25 μm; rigidité diélectrique 100 à 120 V/μm; points conducteurs environ 0,5/m².

— *Voltam H.S.*, papier très homogène avec très peu de défauts et une rigidité diélectrique élevée (150 à 200 V/μm); densité : 1,30 entre 8 et 18 μm et 1,00 entre 13 et 18 μm; points conducteurs : respectivement de 15 à 2/m² et 3 à 1/m².

Lors de la fabrication du papier, la solution aqueuse a été filtrée sur la toile métallique de la machine. Malgré toutes les précautions prises, des particules métalliques peuvent se détacher de la toile et être emprisonnées dans le papier. D'autre part, l'imbrication des fibres de bois ne peut être parfaite et des trous microscopiques sont présents dans la feuille. Ces deux causes produisent des « points conducteurs ». On appelle « point conducteur » tout endroit de la feuille de papier qui sous 110 V continus présente une résistivité inférieure à 1,2 MΩ.

La figure 4-7 montre la valeur maximale AFNOR du nombre de points conducteurs par mètre carré en fonction de l'épaisseur du papier. On a vu que le nombre de points conducteurs réel est beaucoup plus faible (Voltam 60 à 2-Isolam 0,5...).

La figure 4-8 donne la rigidité diélectrique en fonction de l'épaisseur et

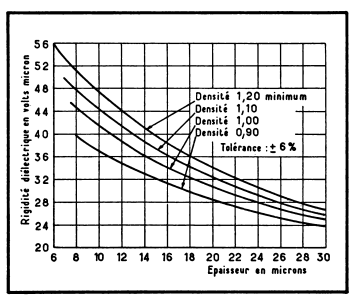


Fig. 4-8. — Rigidité diélectrique en fonction de l'épaisseur et de la densité du papier (Papeteries Bolloré).

de la densité du papier. On observe que, *proportionnellement*, un papier de faible épaisseur supporte une tension relative plus importante qu'un papier plus épais. Cette particularité est observée pour un certain nombre de diélectriques.

Le nombre de couches de papier utilisées pour la fabrication d'un condensateur est à préciser. En effet, un diélectrique constitué, par exemple, par trois couches de papier de 8 μm possède une rigidité supérieure au diélectrique de même épaisseur, mais constitué par deux couches de papier de 12 μm. On peut admettre que la rigidité croît sensiblement comme le carré du nombre de couches.

Le papier n'est jamais utilisé seul, mais toujours imprégné par des cires ou par des huiles minérales ou synthétiques.

La constante diélectrique à prendre en considération est celle donnée par le papier imprégné.

2.2. La fabrication

BOBINAGE

Un condensateur au papier est constitué par le bobinage de deux feuilles d'aluminium pur, séparées par plusieurs feuilles de papier.

L'aluminium doit être très pur (99,99 %), afin qu'il ne s'oxyde pas pendant la fabrication. Son épaisseur est comprise entre 5 et 10 μm pour les condensateurs tubulaires, et entre 60 et 100 μm pour les condensateurs en boîtiers de forte capacité et pour tensions élevées.

L'atelier doit être climatisé, maintenu à une température constante vers 20 °C et dont l'humidité se situe vers 40 %. L'air est filtré, les filtres doivent avoir une efficacité de 99,5 % pour des poussières jusqu'à 4 μm; c'est-à-dire un peu moins que la plus mince feuille de papier utilisée. Afin d'éviter l'entrée de l'air et des poussières, l'atelier doit être en légère surpression.

Le papier doit être stocké dans son emballage étanche d'origine dans la salle de bobinage de façon à prendre la température ambiante avant sa mise sur machine. Ainsi, on évite toute variation brusque de température du papier et toute absorption d'humidité en découlant.

Il doit être manipulé avec des gants et éviter tout contact salissant. C'est grâce à ces précautions que l'on obtient des condensateurs de qualité.

Les rouleaux sont montés sur une machine à bobiner représentée schématiquement par la figure 4-9. Cette machine comprend :

— 2 bobines d'aluminium pour constituer les électrodes,

— au moins 4 bobines de papier, car il est indispensable de prévoir deux épaisseurs entre chaque électrode.

En superposant deux feuilles, les défauts et les points conducteurs de l'une sont masqués par l'autre et inversement. Deux épaisseurs de papier permettent de fabriquer des condensateurs jusqu'à 250 V de tension de service Au-dessus, il faut augmenter le nombre de feuilles jusqu'à 6 pour les tensions les plus élevées. Une machine comprend la possibilité de bobiner 14 feuilles à la fois (12 papier et 2 aluminium).

Pour la détermination de l'épaisseur du diélectrique on se base sur une tension de service comprise entre 15 et 25 V/μm.

Il ne faut pas dépasser 3000 V par élément. Pour les tensions supérieures il est préférable de placer plusieurs éléments en série dans le même boîtier.

Le bobinage doit être très serré, afin qu'il ne reste pas de bulles d'air entre les électrodes, constituant un point faible.

Les sorties sont réalisées selon trois procédés :

a) Des languettes d'aluminium ou de cuivre étamé sont introduites en cours de bobinage, permettant de « sortir » les électrodes (fig. 4-10). Ce procédé est simple, mais il donne des condensateurs dont la résistance série et l'inductance sont appréciables; de plus, le contact entre l'électrode et la languette risque de s'oxyder. Si le condensateur est monté dans un circuit à tension faible ou nulle, l'oxyde provoque l'isolement de la sortie, donc la coupure du condensateur.

Si la tension aux bornes est plus élevée, elle peut percer la couche d'oxyde et rétablir la sortie.

C'est le type de fabrication utilisé, non seulement pour les condensateurs tubulaires en voie de régression, mais également pour les condensateurs industriels en boîtiers, pour le courant continu et pour le courant alternatif.

b) Les languettes ont une plus grande surface et elles sont soudées aux électrodes et aux fils de sortie. Un tel condensateur se comporte mieux, mais la difficulté consiste à souder le cuivre sur l'aluminium. On fabrique ainsi les condensateurs industriels à capacité élevée, pour intensité de charge et de décharge impoftante, appelés souvent « condensateurs à haute énergie ».

c) Les feuilles de papier sont un peu moins larges que les feuilles d'aluminium qui sont décalées, l'une vers la droite, l'autre vers la gauche (fig. 4-11). Les sorties sont soudées à une coupelle ou à un disque de cuivre étamé qu'il suffit de souder aux électrodes qui dépassent légèrement de chaque côté du bobinage. Le condensateur est non inductif et sa résistance série est faible.

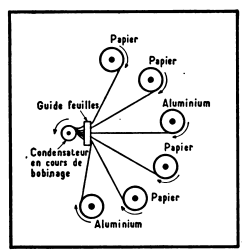


Fig. 4-9. — Représentation schématique d'une machine à bobiner les condensateurs.

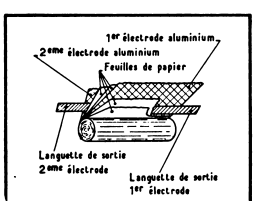


Fig. 4-10. — Sorties d'un condensateur au papier par des languettes intercalées dans le bobinage.

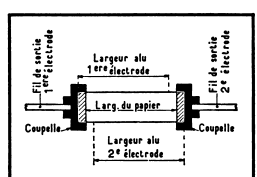


Fig. 4-11. — Sorties par coupelles soudées aux électrodes.

IMPRÉGNATION

Le bobinage est monté dans son boîtier qui reste ouvert, puis on procède à l'imprégnation.

Il faut tout d'abord assécher complètement les condensateurs en étuve à 100 °C pendant au moins 24 heures.

Puis ils sont placés dans la cuve d'imprégnation pendant 48 heures. Le degré de vide atteint 10 μm de mercure.

Le produit est chauffé vers 125 °C et dégazé avant d'être introduit dans la cuve. Il remplit tous les vides du papier et du bobinage laissés libres par l'évaporation de l'humidité.

Les condensateurs « grand public » sont imprégnés à la cire minérale permettant une température maximale de fonctionnement de 70 °C.

Les condensateurs industriels et professionnels sont imprégnés soit :

— aux huiles minérales utilisables de −55 °C à +85 °C et même au-delà. Le pouvoir spécifique inducteur n'est pas très élevé, ce qui se ressent sur l'encombrement du condensateur.

— aux huiles synthétiques, diphényl chlorés, qui sont ininflammables; elles donnent une permittivité plus élevée, mais elles se comportent moins bien aux basses températures, vers −40 °C. Elles sont surtout employées pour la fabrication des condensateurs pour courant alternatif industriel.

Dès leur sortie de la cuve les boîtiers sont scellés à chaud.

FINITION

Les différentes finitions commercialisées sont :

— **L'enrobage de cire synthétique** comme l'araldite, par exemple, qui sert à la fois comme produit d'imprégnation et comme enrobage pour les modèles tubulaires à faible énergie. Ce type d'enrobage est en voie de disparition.

— **Le tube d'aluminium** avec sorties isolées par une résine, ou par une rondelle de néoprène ou de céramique, pour les condensateurs anti-para sites en particulier dans les petites dimensions et pour les condensateurs industriels à haute énergie dans des dimensions plus importantes.

— **Le boîtier parallélépipédique** généralement en acier avec des sorties par canons de céramique, pour les condensateurs industriels de forte valeur et pour des tensions élevées. Ils sont imprégnés à l'huile (fig. 4-12).

2.3. Les caractéristiques principales

CONSTANTE DIÉLECTRIQUE

Elle dépend de la densité du papier, de l'enroulement plus ou moins serré et du produit d'imprégnation. Elle est comprise entre 3,4 et 5,5.

FACTEUR DE PUISSANCE OU ANGLE DE PERTES

Il est fonction de la densité du papier, du produit d'imprégnation et de la qualité de l'opération d'imprégnation. Il se situe entre 30 et 60 . 10^{-4} à 50 Hz. Les pertes augmentent avec la fréquence et avec la température.

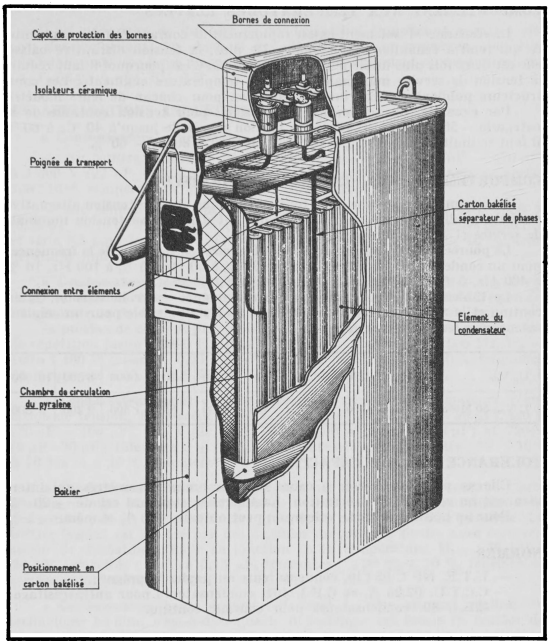


Fig. 4-12. — Condensateur pour correction du facteur de puissance.

RÉSISTANCE D'ISOLEMENT

Elle diminue de 50 % chaque fois que la température augmente de 10 °C. A 20 °C on obtient 10 000 MΩ/μF; à 80 °C il reste 200 MΩ/ μF.

COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE

Il dépend de la forme du condensateur, de la rigidité du bobinage et de la nature de l'imprégnant. Il est compris entre $+50$ et $+200 \cdot 10^{-6}$/°C.

COMPORTEMENT AUX TEMPÉRATURES ÉLEVÉES

La résistance d'isolement baisse rapidement ,le courant de fuite augmente, ce qui tend à échauffer l'imprégnant. De plus, la tension disruptive baisse, elle est deux fois plus faible à 100 °C qu'à 20 °C. C'est pourquoi il faut réduire la tension de service maximale lorsque la température augmente. Les constructeurs publient des courbes de réduction pour chacun de leurs modèles.

Par exemple, un condensateur industriel pour tension continue de la catégorie −55 °C + 85 °C admet la tension nominale jusqu'à 40 °C; à 60 °C il faut se limiter à 90 % U_n, à 70 °C − 80 % et à 80 °C − 60 %.

COMPORTEMENT SOUS TENSION ALTERNATIVE

En aucun cas la somme de la tension continue et de la tension alternative de crête appliquée à un condensateur ne doit dépasser sa tension nominale de service (U_n) à la température d'emploi.

Le pourcentage d'ondulation admissible varie en fonction de la fréquence; pour un condensateur industriel il est de 20 % à 50 Hz, 15 % à 100 Hz, 10 % à 400 Hz, 5 % à 1000 Hz, il atteint 0 % à 10 000 Hz.

Le tableau ci-dessous donne la correspondance entre la tension U_n en continu et la tension alternative efficace à 50 Hz admissible pour un condensateur pour tension continue.

U_n V_{cc}	160	250	630	1 000	1 600	2 500	4 000	6 300	10 000
U V_{eff} 50 MHz .	75	110	300	400	500	850	1 500	2 200	3 500

TOLÉRANCE SUR LA CAPACITÉ

Elle ne peut être serrée à cause des nombreux paramètres qui interviennent au cours de la fabrication. La tolérance standard est de ± 20 %.

Pour les boîtiers de forte valeur, on peut obtenir ±10 % et même ±5 %

NORMES

— U.T.E. NF C 93 140, condensateurs au papier imprégné;
— C.C.T.U. 02.25 A, et C.E.I. 161, condensateurs pour antiparasitage;
— C.E.I. 80, condensateurs pour courant continu.

2.4. Principales utilisations

EN ÉLECTRONIQUE

Les condensateurs au papier tubulaires grand public et professionnels ont été progressivement remplacés par des modèles au film plastique aux caractéristiques plus poussées. Quelques rares modèles subsistent sur les catalogues.

EN TÉLÉPHONIE

Les condensateurs au papier en boîtier aluminium obturés par une résine époxy sont encore utilisés en grandes quantités par les P.T.T.

EN ANTIPARASITAGE

Il est nécessaire de disposer de condensateurs étanches et robustes vis-à-vis des impulsions, des chocs et des vibrations. Leur impédance doit être très faible pour une large plage de fréquence. Ils répondent aux spécifications C.C.T. 02.05 A et C.E.I. 161.

EN APPLICATIONS INDUSTRIELLES

• **Condensateurs pour tension continue**

— *En boîtiers tubulaires aluminium :* $U_n V_{cc}$ = 250 V (22 nF — 470 nF) à 1 600 V (22 nF — 100 nF), série E3, tolérance ±20 %, angle de pertes 100 . 10^{-4}, températures limites : −55 °C à +85 °C.

— *En boîtiers métalliques étanches :* $U_n V_{cc}$ = 160 V (10 µF), 1000 V (0,22 µF — 10 µF) à 10 000 V (0,1 µF — 0,47 µF) série E3 pour les capacités et série R5 pour les tensions (160-250-400-630-1000) tolérance ± 10 %, températures limites : −55 °C à +85 °C.

• **Condensateurs pour impulsions :** commutation forcée des thyristors dans les onduleurs, les convertisseurs statiques, les changeurs de fréquence, les générateurs de courant haché pour les moteurs à vitesse variable.

Impulsion de courant jusqu'à 2000 A, temps de montée 50 A/µs fréquence de répétition jusqu'à 2000 Hz, oscillation entretenue jusqu'à 6 000 Hz. U_n = 160 à 1 400 V, capacité : 0,25 à 30 µF (± 10 %), intensité : 25 à 50 A, fréquence de récurrence : 55 à 1000 Hz, température maximale +85 °C.

• **Condensateurs pour courant alternatif :** démarrage de moteurs, régulation de tension, fluorescence; $U_n V_{eff}$ à 50 Hz : 250 V (1 µF — 25 µF), 380 V (30 µF — 100 µF), 500 V (20 µF — 70 µF), 600 V (12 µF — 50 µF) et 720 V (6 µF - 30 µF), tolérance : ± 10 %. Tangeante de l'angle de pertes : 50 — 10^{-4} à 50 Hz et à 20 °C. Températures limites : −25 °C à +40 °C.

• **Condensateurs haute tension :** destinés au filtrage de courant haute tension redressé et utilisés en régime de décharge brusque; cylindriques avec des sorties par vis ils peuvent être groupés en série ou en série parallèle. Le boîtier isolant est obturé par des capsules métalliques serties avec compensateur de dilatation d'huile en fonction de la température. U_{ncc} : 12 kV à 20 kV, capacités : 4 nF à 0,15 µF, tolérances : ±20 %, ± 10 %, tensions de service valables entre −40 °C et >60 °C.

• **Condensateurs haute énergie :** ils sont le plus souvent réalisés en technologie bi-film, c'est-à-dire que le diélectrique est formé de feuilles de papier et de feuilles plastiques. Ces condensateurs seront étudiés au cours du paragraphe 4-6 de ce chapitre.

EN CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE

Les moteurs asynchrones et les transformateurs prennent au réseau :

— **une énergie active « A »** transformée en travail utile, en kWh. La puissance active « P_a » est en kW et le courant actif I_a en ampères.

— **une énergie réactive « R »** servant seulement à l'excitation de ces machines et ne produisant aucun travail, en kVA_Rh. La puissance réactive « P_R » est en kV_{aR} et le courant réactif I_R en ampères.

Le courant actif est en phase avec la tension « U ». Le courant réactif est déphasé de 90° en arrière du courant actif; il en est de même pour les énergies et pour les puissances.

L'angle φ est déterminé par la composition géométrique des vecteurs (A et R) ou (I_a et I_R) ou (P_a et P_R). Le vecteur OL représente l'énergie totale T ou apparente en kVAh, ou le courant total I_t (A), ou la puissance totale P_t (kVA) (fig. 4-13A). Ces rapports donnent le facteur de puissance ou cos φ.

$$\cos\varphi = \frac{A}{T} = \frac{A}{\sqrt{A^2 + R^2}} \text{ ou } \cos\varphi = \frac{I_a}{I_t} = \frac{I_a}{\sqrt{I_a^2 + I_R^2}}$$

$$\text{ou } \cos\varphi = \frac{P_a}{P_t} = \frac{P_a}{\sqrt{P_a^2 + P_R^2}}$$

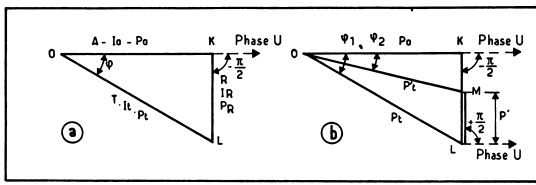


Fig. 4-13. — Correction du facteur de puissance.

Si U est la tension entre fils et I le courant I_t on a :

en monophasé : $P_t = UI$, $P_a = IU \cos\varphi$, $P_R = UI \sin\varphi$
en diphasé $P_t = 2\,UI$, $P_a = 2\,UI \cos\varphi$, $P_R = 2UI \sin\varphi$
en triphasé : $P_t = UI\sqrt{3}$, $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi$, $P_R = UI\sqrt{3}\sin\varphi$.

Économiquement il y a intérêt à diminuer le réactif, c'est-à-dire améliorer le facteur de puissance :

— pour l'E.D.F. dont les lignes sont moins chargées de réactif et qui peut distribuer une puissance plus élevée, à échauffement égal.
— Pour l'utilisateur que l'E.D.F. pénalise en lui facturant l'énergie réactive lorsque cos φ est inférieur à 0,857 et pour l'amélioration du rendement des machines, par diminution des pertes par effet joule.

En effet, si pour cos $\varphi = 1$, I = 1 et pertes joules = 1
pour cos $\varphi = 0{,}5$, I = 2 pJ = 4
pour cos $\varphi = 0{,}4$, I = 2,5 pJ = 6,25

La solution pour réduire le réactif consiste à brancher des condensateurs statiques sur le réseau. On sait que les condensateurs sont parcourus par un courant décalé de 90° en avant sur la tension et produisent une énergie en opposition avec l'énergie réactive de l'installation. Cette énergie P' est figurée par le vecteur LM déphasé de 90° en avant en partant de l'axe U au point L (fig. 4-13 B). Le vecteur OM figure la nouvelle puissance totale avec un angle $\varphi 2$: $P' = P_a\,(\text{tg}\,\varphi 1 - \text{tg}\,\varphi 2)$.

Comment calculer ces valeurs

Les industriels possèdent deux compteurs, l'un donnant l'énergie active (A) et l'autre l'énergie réactive (R). A ce moment :

$$\cos \varphi = \frac{A}{\sqrt{A^2 + R^2}}$$

L'abaque III permet de calculer le coefficient de correction; on relie le facteur de puissance calculé, au facteur de puissance désiré, la ligne centrale donne le coefficient.

On divise l'énergie (A) en kWh lue sur le compteur par le nombre d'heures pendant lesquelles l'observation a été faite pour obtenir la puissance de l'installation en kW (P_a).

La batterie des condensateurs doit fournir en kVA_R, la valeur de P_a multipliée par le coefficient déterminé par l'abaque pour obtenir le nouveau facteur de puissance.

Si l'installation ne comporte pas deux compteurs, on peut calculer le cos φ en mesurant la tension efficace, l'intensité et avec un wattmètre la puissance active. On dispose ainsi de la puissance totale : $P_t = UI$ et de la puissance active : $P_a = UI \cos \varphi$. Le calcul de cos φ est simple.

L'abaque III donne en exemple un moteur consommant au wattmètre 140 kW dont le facteur de puissance est 0,79 on désire le porter à 0,95; le coefficient est de 0,45. La batterie de condensateurs doit fournir : $140 \times 0,45 = 63$ kVA_R.

Modes de compensation

La compensation peut être *individuelle*, les condensateurs sont placés aux bornes de la machine et mis sous tension en même temps qu'elle.

Pour fixer les idées, un transformateur nécessite généralement une puissance de compensation de 5 à 10 % de sa puissance en kVA

Pour les moteurs le facteur de puissance varie avec le nombre de pôles et la charge. Il est d'autant plus petit que le nombre de pôles est grand et que la charge est plus fabile. Un moteur, à 1500 tr/mn, à pleine charge pour remonter le cos φ aux environs de 0,95 nécessite :

de 1 à 5 ch une puissance de compensation de 0,5 kVA_R par ch
de 10 à 30 ch une puissance de compensation de 0,4 kVA_R par ch
au dessus une puissance de compensation de 0,3 kVA_R par ch.

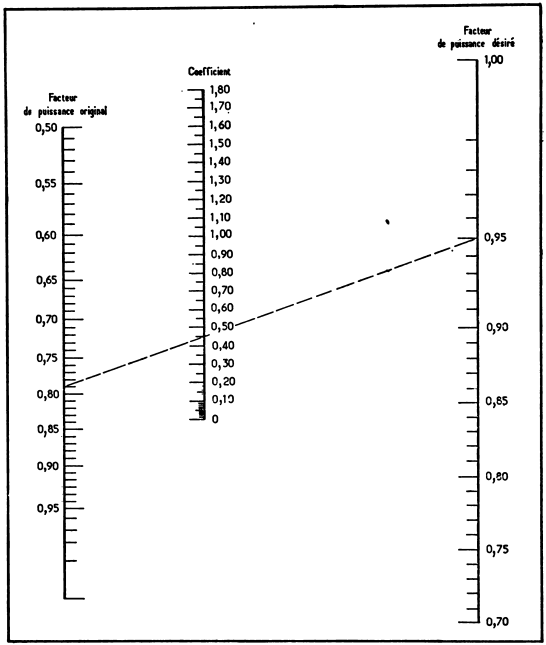
La compensation *par groupes* de moteurs qui ne fonctionnent pas tous en même temps permet de réduire la puissance totale des condensateurs.

La compensation globale directement sur les barres de distribution, de batteries de condensateurs pouvant être fractionnées est la plus intéressante. On branche ainsi le nombre de condensateurs nécessaires pour assurer une compensation correcte à tous moments. Les manœuvres peuvent être commandées manuellement ou automatiquement.

Différents modèles

Ces condensateurs spéciaux sont soumis à la norme NF C 54 100 et à la recommandation C.E.I. 70. Un boîtier en acier peut contenir un condensateur pour le monophasé 250 V_{eff} ou 380 V_{eff} ou trois condensateurs pour le triphasé 380 V_{eff} ou 500 V_{eff}-50 Hz. Ils sont livrés avec une ou deux résistances de décharge, afin d'éviter des accidents lorsque le courant est coupé. L'imprégnation est souvent en diphényle chloré (Pyralène) ininflammable pour éviter les risques d'incendie. Les condensateurs doivent être espacés de 40 à 80 mm entre éléments de façon à permettre leur refroidissement; températures limites : -25 °C à $+40$ °C, tolérances : $-0 + 10$ %. Capacités entre 0,5 et 60 kVA_R.

Pour les réseaux moyenne tension, une série de condensateurs est prévue pour une tension de service entre 1,5 et 20 kV_{eff}-50 Hz avec des énergies réactives comprises entre 30 et 150 kVA_R.



ABAQUE III

3. LES CONDENSATEURS AU PAPIER MÉTALLISÉ

3.1. Généralités

Dans les condensateurs au papier, la nécessité de bobiner au moins six feuilles (papier et aluminium) conduit à des dimensions importantes pour une capacité donnée.

Si l'on dépose une mince couche de métal sur le papier on s'aperçoit qu'il n'est plus nécessaire de doubler le papier.

Un condensateur formé avec deux feuilles de papier métallisé met en lumière une propriété nouvelle. Un défaut du papier ou un « point conducteur » donnent sous une certaine tension un manque d'isolement. Une étincelle jaillit et en 10^{-6} s vaporise le métal en contact, l'énergie nécessaire n'est que de quelques microwatts. Cela n'est possible qu'à cause de sa faible épaisseur. De plus, l'oxyde formé est un excellent isolant. On dit que le condensateur au papier métallisé a une possibilité d'*autocicatrisation* ou d'*autorégénération* en cas de court-circuit interne.

Donc, ces condensateurs ont un très faible volume pour des caractéristiques données, ils sont pratiquement « inclaquables » en service courant. De plus, par leur procédé de fabrication, ils sont non inductifs et présentent une très faible résistance série.

3.2. Le papier spécial

On utilise soit :

— *Voltam 1,3 :* c'est un papier très lisse pour métallisation ; haute densité : 1,3, épaisseur entre 8 et 11 µm ; ou Voltam HS1,3 de 12 à 18 µm d'épaisseur.

— *Voltam 1,2* ordinaire, densité : 1,2, épaisseur entre 5 et 20 µm, sur lequel on procède à un laquage de 1 µm d'épaisseur avec l'un des deux produits suivants :

	Acétobutyrate de cellulose	Éthylcellulose
Constante diélectrique :	4	3,5
Densité :	1,2	1,1
Température maximale :	120 °C	125 °C
Température maximale en service continu :	90-100 °C	95-105 °c

3.3. La métallisation du papier

Elle peut s'effectuer soit au zinc, soit à l'aluminium.

MÉTALLISATION AU ZINC

La bande de papier est placée dans une cloche à vide (0,01 mm Hg) après un séchage poussé. On opère d'abord une prémétallisation d'accrochage à l'argent par évaporation cathodique à 1000 °C. Il ne s'agit pas d'une couche complète, mais seulement de quelques points d'argent sur le papier pour faciliter l'adhérence du zinc.

Ensuite, dans la même enceinte, on vaporise une couche de zinc à 340 °C de 0,02 à 0,06 µm d'épaisseur. La résistance de la couche est comprise respectivement entre 3 Ω et 1 Ω par unité carrée. Des précautions sont prises afin que le zinc ne se dépose que sur une face du papier. Des réglettes fixes permettent la réservation des marges, entre 1,5 et 5 mm de largeur.

On voit que la couche de métal est extrêmement mince et qu'une étincelle peut facilement la vaporiser ; l'oxyde de zinc produit est un excellent isolant.

Par contre, les condensateurs doivent être étanches, afin d'éviter l'oxydation des électrodes.

C'est ce procédé qui est le plus employé dans le monde, il repose sur les brevets R. BOSCH A.G.

MÉTALLISATION A L'ALUMINIUM

Ce procédé est utilisé dans les pays anglo-saxons. Il repose sur les brevets HUNT. La vaporisation de l'aluminium s'effectue de la même façon que celle du zinc, cependant la température doit être poussée jusqu'à 1000 °C. L'épaisseur de la couche est comprise entre 0,02 et 0,04 μm, sa résistance est voisine de celle d'une feuille d'aluminium de mêmes dimensions (1 à 2 Ω/□). Mais il est difficile de prévoir les marges en cours de métallisation ,elles doivent être établies ensuite.

3.4. La finition du papier métallisé

Afin que le papier métallisé puisse servir à la fabrication des condensateurs il faut procéder à l'établissement des marges et à l'élimination des défauts.

ÉTABLISSEMENT DES MARGES

Pour assurer l'isolement des électrodes l'une par rapport à l'autre, il faut prévoir une marge non métallisée à gauche sur une bobine, à droite sur l'autre (fig. 4-14).

Dans le procédé au zinc, on place une réglette mobile dans la cloche à vide, de façon que le zinc ne se dépose pas sur le papier à l'endroit des marges.

Pour la couche d'aluminium, cette disposition ne donne pas de bons résultats, aussi on préfère enlever l'aluminium déposé en le brûlant, soit par étincelage, soit par une roulette présentant une différence de potentiel par rapport à la couche métallique.

Ce procédé peut être seul utilisé pour la confection des « grecques » pour la fabrication des condensateurs miniatures à une feuille.

La largeur des marges est conditionnée par la tension de service du condensateur à fabriquer et par la largeur des bobines. Elle est comprise entre 1,5 et 5 mm.

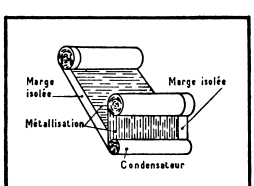


Fig. 4-14. — Bobinage des armatures d'un condensateur au papier métallisé avec marges opposées.

ÉLIMINATION DES DÉFAUTS

Il est nécessaire d'éliminer la métallisation autour des défauts, des trous microscopiques et des points conducteurs du papier, afin d'éviter un trop grand nombre d'arcs à la mise en service du condensateur terminé.

On fait donc défiler les bandes entre deux rouleaux présentant entre eux une différence de potentiel égale à une tension de 40 V/μm d'épaisseur du papier. La métallisation est brûlée autour de tous les points présentant un isolement trop faible.

3.5. La fabrication des condensateurs

BOBINAGE

On place sur la machine à bobiner deux rouleaux de papier métallisé préparés de façon que les marges soient opposées. Les faces métallisées sont du même côté. Le condensateur ainsi décrit est prévu pour une tension de service de 250 V continus. Pour les tensions supérieures, il faut intercaler une ou plusieurs feuilles de papier non métallisé entre chacune des électrodes.

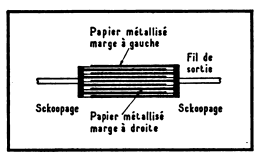


Fig. 4-15. — Soudure des sorties sur les tranches du condensateur (représentation schématique).

L'existence de marges non métallisées fait apparaître à chacune des extrémités de l'enroulement la tranche de l'une des deux couches métalliques. Une pulvérisation métallique, généralement de zinc, par schoopage réalise la continuité électrique des spires (fig. 4-15).

Les fils de sortie sont soudés à l'étain directement sur la métallisation. Le condensateur est rigoureusement anti-inductif.

IMPRÉGNATION

Avant de fermer complètement les boîtiers des condensateurs, ceux-ci sont séchés et imprégnés selon le même procédé que pour les condensateurs au papier ordinaire.

Imprégnation pour tensions continues : cires microcristallines. Pour les tensions alternatives : huiles minérales ou mieux les polyisobutylènes. Le laquage à l'éthyl cellulose est incompatible avec certaines huiles minérales. Les imprégnants chlorés ne doivent pas être utilisés avec le papier métallisé.

FINITION

Les différentes finitions commercialisées sont :

— *L'enrobage de cire synthétique,* qui assure une bonne étanchéité et donc une bonne protection du condensateur qui craint particulièrement l'humidité.

Le volume du condensateur est le plus réduit à caractéristiques égales. C'est la présentation la plus courante.

— Le *tube d'aluminium* avec sorties isolées par une rondelle de néoprène ou de céramique, et qui peut être revêtu d'une pellicule de plastique. Il en existe des modèles de toutes les dimensions.

— Le *boîtier parallélépipédique* en acier ou en aluminium avec sorties par perles de verre ou par canon de céramique; il est réservé au matériel spécial à capacité élevée pour usage professionnel. Ces condensateurs sont imprégnés à l'huile minérale, ou aux polyisobutylènes.

FABRICATION DU CONDENSATEUR SUBMINIATURE

Pour obtenir des condensateurs encore plus petits, on a mis au point un procédé permettant de n'utiliser qu'une feuille de papier métallisé sur une

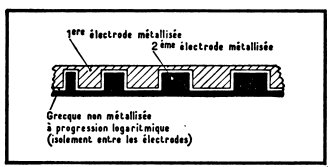


Fig. 4-16. — Principe du condensateur subminiature.

face (fig. 4-16). Les deux électrodes sont séparées par une marge non métallisée en forme de créneaux ou « grecques ». En bobinant cette feuille sur elle-même, les surfaces correspondant aux électrodes différentes se placent l'une au-dessus de l'autre, séparées par le papier et formant capacité. Le pas des grecques augmente logarithmiquement en fonction de l'accroissement du diamètre de bobinage. La fabrication et la soudure des sorties s'effectuent comme pour les condensateurs à deux feuilles.

En effet, chacun des bords de la feuille ne correspond qu'à une électrode.

Ces condensateurs sont présentés sous plastique. Ils sont prévus pour une tension de service de 150 V. A titre d'exemple, un bobinage de condensateur de 10 nF mesure 7 × 3 mm.

Le condensateur terminé et enrobé mesure 11 × 4,5 mm.

FORMATION DES CONDENSATEURS

Les condensateurs terminés sont soumis à cette formation destinée à éliminer les points de moindre rigidité diélectrique par autocicatrisation. Elle s'effectue en deux temps :

— application brutale d'une forte énergie par décharge d'un condensateur de forte valeur;
— puis, si la résistance d'isolement est insuffisante, lente montée en tension jusqu'à la valeur de la tension d'essai, en général 40 à 50 V/μm d'épaisseur du papier, soit en continu deux fois la tension de service, ou 1,5 T_s en alternatif.

3.6. Les caractéristiques principales

Recommandation C.E.I. 166. Condensateurs pour antiparasitage C.C.T.U. 02-05 A. C.E.I. 161.

• **Tension de service et tension d'essai maximale :** Il n'existe pas de tension de claquage, mais des autocicatrisations de plus en plus nombreuses à mesure que la tension appliquée aux bornes augmente. Pour une utilisation de longue durée, la tension de service est fixée entre 20 et 25 V/μm d'épaisseur de papier. Pour une utilisation de courte durée on peut augmenter cette tension jusqu'à 1,5 fois.

• **Températures limites :** Imprégnation cire : −20 °C à +70 °C ou à +85 °C. Huile minérale : −55 °C à +85 °C ou à +100 °C; réduction de la tension de service à partir de 60 °C.

• **Résistance d'isolement :** Un peu plus faible que celle des condensateurs au papier. Pour T_s = 150 à 250 V = 500 MΩ/μF à 20 °C.

• **Facteur de puissance :** environ $100 . 10^{-4}$ à 1 kHz.

• **Impédance H.F. :** Par suite de la soudure des électrodes, l'inductance est faible et limite le condensateur pour antiparasitage vers 100 MHz.

• **Réduction de volume :** 80 % pour un condensateur à une feuille : T_s = 150 V; 60 % pour deux feuilles T_s = 250 V, 35 % pour dix feuilles (4 feuilles de papier intercalées entre chacune des électrodes) T_s = 630 V.

• **Tolérance :** ± 20 %, ± 10 %.

3.7. Les différents modèles :

• **Condensateurs tubulaires grand public :** En voie de disparition tout comme les condensateurs au papier. Ils sont remplacés par les condensateurs à film plastique métallisé ou non.

Boîtier époxy, imprégnation cire : 250 V (0,04 à 2 μF) à 1000 V (10 nF à 0,1 μF) pour courant continu, découplage alternatif et B.F., impulsions.

Note : On a vu qu'une auto-cicatrisation nécessite quelques micro-watts. Cependant cette énergie est indispensable pour que l'auto-cicatrisation se produise, sans quoi on constate une forte baisse de l'isolement du condensateur. Cette énergie est fonction de la valeur de la capacité et de la tension aux bornes.

CONDITIONS MINIMALES D'AUTOCICATRISATION

$W = 1/2\ CU^2$ avec W en µJ, C en µF et U en volts
Pour une énergie minimale de 10 µJ, on a $U = 4{,}5/\sqrt{C}$

Tension U (volts)	Capacité C (µF)
1,4	10
4,5	1
14,2	0,1
45	0,01
142	0,001

Ces valeurs sont valables également pour les condensateurs à film plastique métallisé.

• **Condensateurs pour antiparasitage :** Boîtier plastique, imprégnation cire pour secteur 250 V et 380 V . 50 Hz. En 250 V, C entre 22 nF et 0,15 µF; en 380 V, C entre 1,5 nF et 20 nF. Existent en capacités doubles pour filtrer les deux pôles du secteur, ou en capacités triples montées en triangle pour secteur triphasé.

• **Condensateurs de compensation du facteur de puissance pour lampes à décharges (tubes fluorescents) :** Boîtier aluminium, imprégnation cire pour secteur 230/250 V . 50 Hz, C entre 2 µF et 25 µF.

• **Condensateurs professionnels pour courant continu ou alternatif :** Boîtier aluminium, imprégnation cire, tensions entre 200 V_{cc} (4 à 60 µF) et 1 000 V (0,5 n 12 µF).

Ou boîtier acier, imprégnation cire, tensions entre 160 V_{cc} (2 à 250 µF) et 630 V (0,11 à 10 µF). Équivalence entre V_{cc} et V_{eff} 50 Hz :

$\left\{ \begin{array}{l} V_{cc}\ 160 - 250 - 400 - 630 \\ V_{eff}\ 60 - 90 - 150 - 220 \end{array} \right\}$ pour température inférieure à 60 °C.

• **Condensateurs de compensation du facteur de puissance pour moteurs :** Boîtier aluminium, imprégnation cire, pour secteur 230/250 V_{eff}, C entre 2 et 25 µF et 600 V_{eff}, C entre 0,5 et 10 µF.

• **Condensateurs pour impulsions :** Boîtier acier étanche, imprégnation cire, tensions efficaces entre 80 V (10 à 250 µF) et 330 V (2 à 100 µF).

Note : Les condensateurs au papier métallisé sont déconseillés pour le découplage sous faible tension et dans les circuits qui ne peuvent tolérer des courts-circuits momentanés produisant une impulsion de courant.

4. LES CONDENSATEURS AU FILM PLASTIQUE ET AU FILM PLASTIQUE MÉTALLISÉ

4.1. Généralités

Les condensateurs au film plastique sont en pleine évolution, en effet, l'industrie est à même de fournir des films de haute qualité qui remplacent avantageusement le papier comme diélectrique. Ces films n'ont pas de défauts, ni de trous microscopiques et ils peuvent être utilisés en simple épaisseur. Ils permettent d'obtenir des condensateurs dont la résistance d'isolement est très élevée et dont l'angle de pertes est très réduit. Certains films peuvent être métallisés. C'est pourquoi, ils répondent à un grand nombre des besoins de l'industrie électronique et électrique.

Leur fabrication ressemble à celle des condensateurs au papier et au papier métallisé.

Normes et spécifications :

- Condensateurs au polystyrène : C.C.T.U. 02-11A. C.E.I. 384-7.
- Condensateurs à film métallisé : C.C.T.U. 02-14A.
- Condensateurs polyester (Mylar) métallisé pour CC : NF C 83 151. C.E.I. 384-2. C.E.C.C. 30 400/30 401.
- condensateurs polycarbonate métallisé pour CC : NF C 83 152/83 153. C.E.I. 384-6-C.E.C.C. 30 500/30 501.
- Condensateurs polypropylène métallisé : NF C 93 156.
- Condensateurs polypropylène à armatures : NF C 93 157.

4.2. La fabrication

Quatre variantes sont à étudier.

CONDENSATEURS AU FILM PLASTIQUE ENROBÉS

On bobine ensemble deux bandes d'aluminium, ou parfois d'étain, séparées par deux films plastiques de 2 à 20 µm d'épaisseur, pour des tensions de service jusqu'à 250 V. En effet, le film plastique n'ayant pas de défaut, il n'est pas nécessaire d'en prévoir deux épaisseurs superposées entre chaque électrode. Cependant pour les tensions de service plus élevées, on préfère placer deux ou plusieurs films minces plutôt qu'un seul plus épais. On sait que la tension de disruption n'est pas linéaire et que proportionnellement un film mince donne une telle tension ramenée à l'unité plus grande que celle donnée par un film plus épais.

De grandes précautions sont à prendre pour le bobinage, car le film plastique se charge facilement en électricité statique et il attire toutes les poussières. Il faut opérer dans un local climatisé et « propre ». La machine est munie d'un peigne métallique relié à une source de tension élevée pour éliminer les charges statiques de chacun des films plastiques (fig. 4-17).

Les bandes métalliques sont bobinées décalées par rapport aux films de plastique, l'une déborde à droite et la seconde à gauche. Les fils de sortie sont soudés sur les électrodes (fig. 4-18).

Les sorties sont souvent radiales et il existe de nombreux modèles avec des sorties axiales.

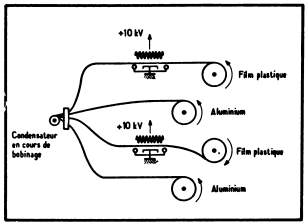


Fig. 4-17. — Schéma de la fabrication des condensateurs au film plastique.

Selon la nature du diélectrique ces condensateurs sont ou non imprégnés avant enrobage.

Quelques petits modèles ne sont pas cylindriques; le bobinage est aplati avant l'enrobage.

Les modèles de capacité élevée et pour une tension de service importante ne sont pas enrobés; les capacités élémentaires sont placées en parallèle dans un boîtier métallique rempli d'huile minérale ou synthétique.

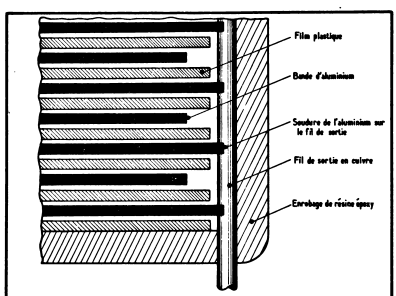

Film plastique
Bande d'aluminium
Soudure de l'aluminium sur le fil de sortie
Fil de sortie en cuivre
Enrobage de résine époxy

Fig. 4-18. — Détail de la fabrication des condensateurs à film plastique enrobés.

Enfin, quelques modèles professionnels pour utilisations militaires ou spatiales sont placés sous un tube métallique avec des sorties par perles de verre fritté.

CONDENSATEURS AU FILM PLASTIQUE AUTOPROTÉGÉS

Il s'agit principalement de condensateurs au polystyrène qui sont fabriqués de cette façon, bien que certains condensateurs au polyester soient montés dans le même esprit.

Les deux bandes de film plastique sont plus larges que les deux bandes d'aluminium. Les sorties sont obtenues en intercalant deux fils de cuivre étamé, soudés ou en contact avec chacune des électrodes au quart et aux trois quarts du bobinage en cours de fabrication. Les deux fils correspondant à la même électrode sont torsadés entre eux, afin de réduire l'inductance du condensateur.

Dès le bobinage terminé, le condensateur est soumis à une élévation de température supérieure à la température de relaxation. Le film est obligé de se contracter, il comprime fortement les électrodes, chasse l'air emprisonné dans le condensateur et élimine les vides qui auraient pu se produire. En même temps, les extrémités du rouleau se trouvent scellées, ce qui assure l'étanchéité du condensateur qui n'a pas besoin d'être imprégné ni protégé. C'est le mode de fabrication le plus économique.

Les condensateurs au polyester sont protégés par un ruban de même matière qui enserre étroitement le bobinage et qui est polymérisé par un traitement thermique. Les extrémités du tube ainsi formé sont obturées par une résine époxy. C'est également un modèle économique d'un encombrement réduit.

CONDENSATEURS AU FILM PLASTIQUE MÉTALLISÉ ENROBÉS

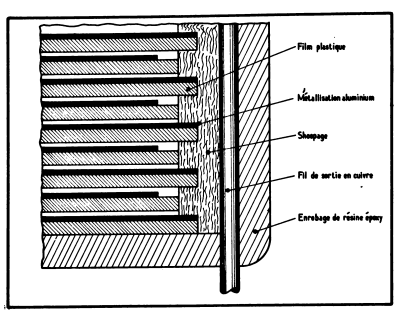
On métallise en principe tous les films plastiques à l'exception du polystyrène dont le point de ramollissement est trop bas (85 °C).

Ces films sont métallisés à l'aluminium ou au zinc selon les mêmes principes que ceux exposés pour les condensateurs au papier métallisé.

L'épaisseur du métal est de l'ordre du centième de micron. Par exemple, pour un condensateur au polycarbonate de tension de service de 40 V, le film plastique métallisé présente une épaisseur totale de 2 µm.

La fabrication s'effectue selon le procédé des feuilles décalées (fig. 4-19). Un shoopage permet de souder au fil de sortie la métallisation sur le film qui déborde de ce côté. Les petits modèles sont enrobés et ont des sorties axiales ou radiales. Certains modèles sont enrubannés avec le même film plastique polymérisé; le tube ainsi formé est obturé à la résine époxy.

Les condensateurs de capacité importante sont placés dans des boîtiers métalliques avec des sorties par bornes en céramique.



La spécification C.C.T.U. 02.14 A classe les condensateurs à film métallisé en deux catégories :

Le Type I se rapporte aux condensateurs ayant une bonne stabilité et un angle de pertes faible les rendant utilisables dans les circuits accordés; leurs tolérances sont : ± 1 %, ± 2 % et ± 5 %;

Le Type II concerne les condensateurs ayant une stabilité moins bonne et un angle de pertes plus élevé.

Ils sont utilisables dans les fonctions : liaison, découplage, discriminateur de fréquence, etc.; leurs tolérances sont : ± 5 %, ± 10 %, ± 20 %.

La même spécification prévoit trois caractéristiques en fonction des seuils d'autocicatrisation admis dans les circuits :

Caractéristique A : aucune autocicatrisation n'est tolérée.

Caractéristique B : au cours de l'essai prescrit par la norme, les échantillons ne doivent pas présenter plus de deux autocicatrisations, ou 6 NC : N est le nombre d'échantillons et C la capacité en μF.

Caractéristique C : les autocicatrisations sont admises. Les fabricants indiquent sur leurs catalogues les caractéristiques de leurs condensateurs en fonction de la tension et de la température d'emploi.

Une autocicatrisation n'exige que quelques microwatts et est accomplie en quelques microsecondes.

L'énergie minimale requise est donnée au paragraphe 3-7 de ce chapitre pour les condensateurs au papier métallisé; elle est applicable également aux condensateurs à film plastique métallisé.

CONDENSATEURS MKL SIEMENS

Ce condensateur à film métallisé miniature a été étudié pour les applications spatiales. Il est formé par deux électrodes constituées chacune par un film d'aluminium placé entre deux couches d'acétate de cellulose.

La fabrication s'effectue de la façon suivante :

Sur une bande de papier ciré qui ne sert que de support provisoire, on dépose une mince couche d'acétate de cellulose.

Puis, on vaporise sur ce film une couche d'aluminium de 0,01 à 0,03 μm. L'aluminium a été préféré car son oxyde, produit par l'étincelle d'autocicatrisation, est isolant.

Une marge est prévue sur un bord de la bande, par contre la métallisation est renforcée sur l'autre bord afin de permettre le shoopage des sorties.

Une seconde couche d'acétate de cellulose est déposée sur l'aluminium.

La seconde électrode est préparée de la même façon, mais avec la marge de l'autre côté de la feuille. L'épaisseur totale de l'électrode est comprise entre 1 et 2 μm, selon la tension de service.

On prévoit donc deux couches de laque entre chaque électrode pour obtenir un isolement meilleur et pour que les défauts d'une couche soient masqués par la seconde.

Puis, on procède au bobinage des deux électrodes en les séparant de la bande de papier provisoire (fig. 4-20).

Enfin, le shoopage, la soudure des sorties et l'enrobage sont effectués d'une façon classique. On obtient des condensateurs entre 0,15 et 10 μF pour des tensions de service de 25 V et de 63 V.

D'autres procédés existent ,ils se rattachent à l'un de ceux qui ont été décrits.

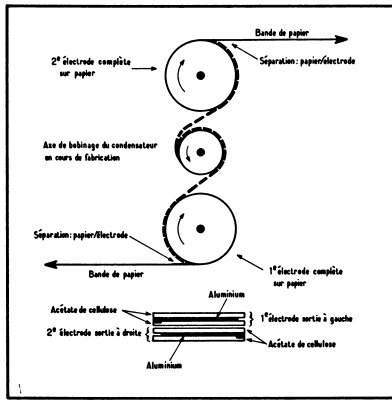


Fig. 4-20. — Principe de fabrication du condensateur MKL *Siemens*.

LIVRAISON DES CONDENSATEURS

Les condensateurs peuvent livrés à l'unité ou en boîtes de 100 selon leur volume. Pour permettre l'insertion automatique en chaîne, ils sont livrés en bandes. Avec les machines américaines d'insertion les bandes sont constituées avec des condensateurs à sorties axiales.

Les machines japonaises sont prévues pour recevoir des composants à sorties radiales en bandes.

De ce fait les fabricants ont été obligés de doubler certains types de condensateurs, afin de les présenter en sorties axiales et en sorties radiales. Ils en ont profité pour donner aux pièces des formes géométriques définies se prêtant mieux à l'insertion automatique.

4.3. Les condensateurs au polystyrène

CARACTÉRISTIQUES

— Constante diélectrique : 2,4 à 2,6; angle de pertes : $< 2 \cdot 10^{-4}$ à 25 °C et 50 Hz; rigidité diélectrique : > 200 kV_{eff} . mm; coefficient de température: $-120 \cdot 10^{-6}$/°C; température maximale d'emploi : +85 °C; absorption d'eau (en 24 h) : < 0,1 %; absorption diélectrique : 0,02 % à 0,1 %.

C'est donc un excellent diélectrique, son seul inconvénient réside dans sa température d'emploi limitée.

Lorsque ces condensateurs sont utilisés sous une tension alternative, la tension efficace appliquée ne doit pas dépasser 0,4 U_n (V). Sous tension

complexe, continu et alternatif, la somme de la tension continue et de la tension alternative crête à crête doit rester inférieure à U_n. En haute fréquence la puissance réactive appliquée ne doit pas dépasser 100 VAR par 0,1 µF.

Dans tous les cas l'intensité efficace ne doit pas dépasser 2 A, quelle que soit la capacité.

Les courbes de la figure 4-21 donnent les renseignements essentiels pour les condensateurs au polystyrène et pour ceux au polyester.

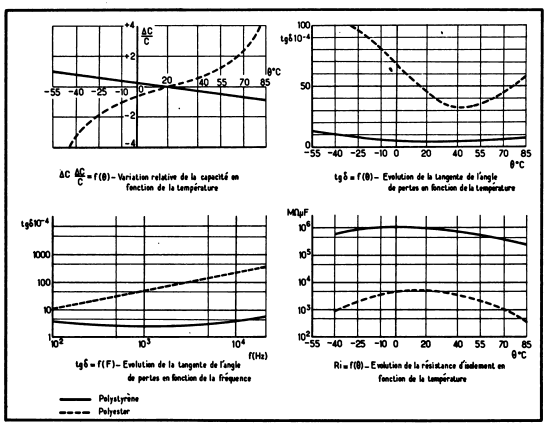


Fig. 4-21. — Principales courbes des condensateurs au polystyrène et au polyester.

— Variation relative de la capacité en fonction de la température : le polystyrène a un coefficient de température légèrement négatif et linéaire entre —55 °C et +85 °C :

$$\Delta C/C = \pm 1\ \%.$$

— Évolution de tg δ en fonction de la température : elle est remarquablement stable avec une valeur maximale de $10 \cdot 10^{-4}$ et une valeur minimale de l'ordre de $5 \cdot 10^{-4}$.

— Variation de tg δ en fonction de la fréquence : elle est remarquablement stable entre 10^2 et 10^4 Hz et bien au-delà.

— Évolution de la résistance d'isolement en fonction de la température : cette courbe est également très favorable aux environs de 10^4 MΩ/µF.

La spécification C.C.T.U. prescrit :

pour $C_n < 1$ µF, $R_i > 100\,000$ MΩ;

pour $C_n > 1$ µF, RC > 100 000 secondes.

Principaux modèles

— *Enrobés étanches* (obturation par de la résine époxy).
U_n : 63 V, 100 V, 250 V, 400 V, 630 V, 1000 V.
C_n : 63 V de 100 pF à 0,6 µF;
1000 V de 100 pF à 50 nF.
Tolérances : Type I : ± 1,25 %, ± 2,5 %, ± 5 %;
Type II : ± 5 %, ± 10 %.
Sorties radiales ou axiales selon les modèles.
Échelle des valeurs : E 96, E 48, E 24, E 12 selon les tolérances.
Plage de température : —40 °C, +70 °C, —40 °C, +85 °C.
—55 °C, +70 °C ou —55 °C, +85 °C.
Utilisations : circuits oscillants, impulsions, filtres, constantes de temps, mémoires, intégrateurs, compensation thermique,

— *Autoprotégés* (par feuille de polystyrène).
U_n : 63 V, 160 V, 250 V, 630 V.
C_n : 63 V de 100 pF à 1 µF.
630 V de 15 pF à 0,3 µF.
Tolérances : ± 1,25 % à ± 20 %.
Sorties axiales.
Échelle des valeurs : E 96 à E 6.
Plage de température : —40 °C à +70 °C et —55 °C à +85 °C.
Facteur de pertes : 5 à $10 . 10^{-4}$ à 1 MHz.
Utilisations : modèle économique, circuits accordés H.F., F.I. ou B.F., constantes de temps, ...

— *Sous boîtiers métalliques*, sorties par bornes de céramique.
U_n : 63 V, 250 V.
C_n : 63 V de 1 à 10 µF.
250 V de 1 à 10 µF.
Tolérances : ± 10 %, échelle des valeurs : E 12.
Plage de température : —40 °C à +70 °C ou +85 °C.
Facteur de pertes : $5 . 10^{-4}$ à 1 kHz.
Utilisations : condensateur étanche, aselfique pour constantes de temps, intégrateurs à très grand temps d'intégration, stockage d'énergie, condensateur de décharge.

Marché très important surtout destiné aux centraux téléphoniques pour la correction de la dérive des filtres.

4.4. Les condensateurs au polyester

(*Polytéréphtalate d'Éthylène glycol ou Mylar* ®)

CARACTÉRISTIQUES

Constante diélectrique : 3,25; angle de pertes $< 20 . 10^{-4}$ à 25 °C et à 50 Hz; rigidité diélectrique : 275 kV_{eff}/mm; coefficient de température : positif, courbe figure 4-21; température maximale d'emploi : 125 °C; absorption d'eau (en 24 h) : < 0,8 %. Absorption diélectrique : 0,2 à 0,8 %.

C'est un diélectrique légèrement moins performant que le polystyrène, mais par contre, il peut être métallisé et les condensateurs fabriqués sont utilisables jusqu'à 125 °C en toute sécurité. De ce fait, il est très utilisé.

® Marque déposée Du Pont de Nemours

Les courbes de la figure 4-21 donnent l'évolution des principales caractéristiques du film de polyester en comparaison avec celles du film de polystyrène.

Ce film est surtout employé métallisé, il permet d'obtenir des condensateurs économiques, d'un encombrement réduit, ayant une résistance d'isolement élevée et une haute sécurité de fonctionnement pour les puissances réactives usuelles.

Fabrication

Les films de polyester sont fabriqués selon les épaisseurs suivantes : 2,5 - 3,5 - 5 - 6 - 8 - 12 - 25 μm (*); ils peuvent être métallisés à l'aluminium sous une épaisseur de 0,02 à 0,04 μm (résistance 1 à 2 Ω/□). Les armatures pour les films non métallisés sont également en aluminium, sous une épaisseur de 5 à 6 μm; elles sont bobinées débordantes. Un schoopage des tranches rend les condensateurs non inductifs. Les connexions en cuivre recuit étamé sont terminées par une tête aplatie qui est soudée sur le métal déposé.

Les condensateurs sont protégés, soit par une résine époxy auquelle on donne la forme extérieure voulue, soit par un enrubannage de polyester étanche obturé par une résine époxy. Certains modèle de forte capacité sont présentés sous boîtier métallique étanche à sorties par bornes céramique.

Les condensateurs à armatures métalliques sont plus économiques et ils conservent mieux les propriétés du diélectrique. L'énergie emmagasinée est comprise entre 0,2 et 20 μC/cm³.

Les condensateurs à film métallisé ont des dimensions plus réduites. Ils permettent un fonctionnement à des tensions plus élevées pour une même épaisseur de diélectrique, par suite de l'élimination des défauts par autocicatrisation. Toutefois l'angle de pertes de ces condensateurs est plus élevé. La liaison délicate entre la métallisation du film et les sorties nécessite des précautions dans le cas de fonctionnement en impulsion, ou a des fréquences élevées, ou dans des ambiances soumises à des grandes variations de température. L'énergie emmagasinée est comprise entre 25 et 150 μC/cm³.

Les condensateurs enrobés de résine époxy sont sujets à une certaine absorption de l'humidité qui se traduit par une augmentation de la capacité de l'ordre de 2 à 4 %, selon le degré hygrométrique de l'ambiance. Un long séjour en atmosphère sèche rétablit la valeur initiale du condensateur.

PRINCIPAUX MODÈLES

Condensateurs à armatures métalliques

Condensateurs tubulaires à sorties axiales : usage général.

Tensions de service : 400 V (1 nF — 0,47 μF) et 1000 V (1 nF — 0,22 μF).

Tolérances : ±20 % - ± 10 % - série E3. Tensions maximales en alternatif 50 Hz : 150 et 220 V_{eff}. Angle de pertes : $< 70 . 10^{-4}$ à 1 kHz. Plage de température : −55 °C à +85 °C.

Utilisations : liaison, découplage grand public et industriel.

Condensateurs tubulaires à sorties axiales : grand public.

Tensions de service : 1000 V (1 nF — 0,1 μF) et 1 500 V (1 nF — 0,33 μF).

(*) Du Pont de Nemours vient d'annoncer la sortie d'un film de polyester de 1,5 μm d'epaisseur.

Tolérances : ± 20 % - ± 10 % série E6. Angle de pertes : $< 70 . 10^{-4}$ à 1 kHz. Plage de température : −40 °C à +85 °C.

Utilisations : récupération lignes, circuits de balayage télévision, découplage secteur.

Condensateurs à film métallisé

Ces condensateurs répondent aux spécifications C.C.T.U. 02.14 A type II et classes B ou C (se reporter à § 4.2.).

On rencontre de nombreux modèles qui peuvent se résumer en :

— *Condensateurs enrobés ou moulés en résine époxy* cylindriques, plats ou parallélipipédiques à sorties axiales ou radiales éventuellement crantées pour implantation sur les circuits imprimés.

U_n : 40 V, 63 V, 160 V, 250 V, 400 V en classe B et respectivement 100 V, 250 V, 400 V, 630 V en classe C.

Tous les modèles ne couvrent pas la gamme complète des tensions de service.

C_n : généralement de 1 nF à 10 µF ou 22 µF pour 40 V et 1 µF pour 400 V ou 630 V.

Tolérances : ± 5 %, ± 10 % ± 20 %; séries E 24, E 12, E 6.

Plage de température : −40 °C à +85 °C ou −55 °C à +125 °C.

Facteur de pertes :

$C_n < 1$ µF = $< 70 . 10^{-4}$ et $C_n > 1$ µF = $< 100 . 10^{-4}$ à 1 kHz.

Résistance d'isolement : à +85 °C : 100 MΩ/µF ou 500 MΩ à +125 °C : 10 MΩ/µF ou 50 MΩ (valeurs minimales de la spécification).

Utilisations : circuits impulsionnels, liaison, découplage, filtrage, discriminateurs de fréquence.

— *Condensateurs sous boîtiers métalliques* parallélépipédiques étanches, sorties par bornes de céramique.

U_n : 160 V, 250 V, 400 V classe A ou classe B.

C_n : de 1 µF à 22 µF.

Tolérances : ± 10 %, ± 20 %, série E 3 ou R 5.

Plage de température : −55 °C à +125 °C (+85 °C pour U_n).

Autres caractéristiques identiques.

Utilisations : liaison, découplage, filtrage dans des milieux particulièrement humides.

Condensateurs haute tension : tubulaires à sorties axiales

Tensions de service : 630 V (1,2 µF-39 µF), 1600 V, 2500 V, 5000 V (150 pF-910 nF), 6 300 V, 10 000 V, 12 500 V (2,2 nF-120 nF), 16 000 V, 20 000 V, 25 000 V (4,7 nF-24 nF).

Tolérances : ± 20 %, ± 10 %, séries E6, E12.

Angle de pertes : $< 70 . 10^{-4}$ à 1 kHz. Plage de température : −40 °C à +85 °C.

Utilisations : Multiplicateur de tension, récupération lignes TV, filtrage haute tension.

Condensateurs « Bifilm »

Film polyester + papier métallisé : enrobés polyester.

Tensions de service : 1 000 V_{cc}/300 V_{eff} (22 nF-2,2 µF), 1 500 V_{cc}/380 V_{eff} (10 nF-1 µF), 2 200 V_{cc}/500 V_{eff} (4,7 nF-0,47 µF) et 5 000 V_{cc} essai pour circuits à impulsions (10 nF-0,1 µF). Tolérance : ± 20 %, série E6. Plage de température : −25 °C à +85 °C à U_n.

Angle de pertes : $< 100 . 10^{-4}$. Isolement à 25 °C : 10 000 MΩ.

Les modèles 5 000 V_{cc} sont destinés à la récupération en T.V.

4.5. Les condensateurs au polycarbonate

CARACTÉRISTIQUES

Constante diélectrique : 2,8; angle de pertes : $< 10 . 10^{-4}$ à 25 °C et 50 Hz; rigidité diélectrique : 180 kV/mm; température maximale d'emploi : 125 °C; absorption d'eau (en 24 h) : < 0 3 %; absorption diélectrique : 0,1-0,2 %.

C'est un diélectrique qui confère aux condensateurs : une grande stabilité, un très faible angle de pertes, une très forte résistance d'isolement et une fiabilité exceptionnelle.

Selon la spécification C.C.T.U. 02.14 A, réalisés en tolérances serrées, les condensateurs de type I sont utilisés dans les circuits accordés, les filtres, les intégrateurs, ...; sous des tolérances larges, les condensateurs du type II sont destinés aux fonctions de liaison, découplage, circuits impulsionnels. ...

La figure 4-22 donne les principales courbes se rapportant aux condensateurs au polycarbonate.

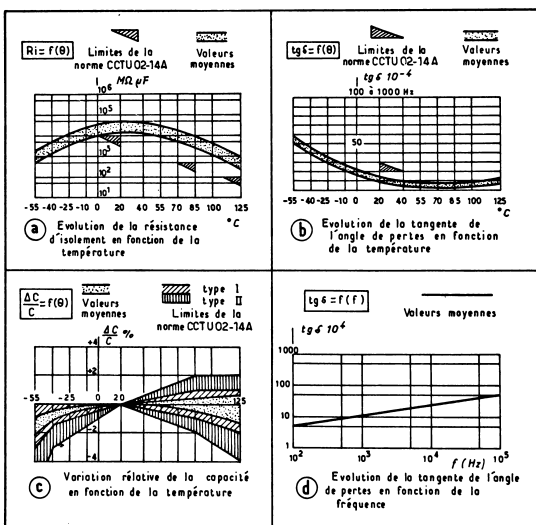

Ri = f(θ)
Limites de la norme CCTU02-14A
Valeurs moyennes
MΩ µF
-55 -40 -25 -10 0 20 40 55 70 85 100 125 °C
a Evolution de la résistance d'isolement en fonction de la température
tg δ = f(θ)
tg δ 10⁻⁴
100 à 1000 Hz
b Evolution de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la température
ΔC/C = f(θ)
type I
type II
ΔC/C %
c Variation relative de la capacité en fonction de la température
tg δ = f(f)
tg δ 10⁴
f (Hz)
d Evolution de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la fréquence

Fig. 4-22. — Principales courbes caractéristiques des condensateurs au polycarbonate. ***(Eurofarad)***

A. Évolution de la résistance d'isolement en fonction de la température.
B. Évolution de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la température.
C. Variation relative de la capacité en fonction de la température.
D. Évolution de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la fréquence.

Ces courbes donnent les limites de la spécification C.C.T.U. 02-14A ainsi que les valeurs moyennes des fabrications *Eurofarad*.

La spécification C.C.T.U. fixe les performances minimales :

— Résistance d'isolement : à +85 °C, types I ou II : 500 MΩ/μF ou 2500 MΩ; à +125 °C, type I : 100 MΩ/μF ou 500 MΩ, type II : 50 MΩ/μF ou 250 MΩ.
— Angle de pertes : types I ou II : à 1 kHz pour $C < 1$ μF : tg $20 \cdot 10^{-4}$; pour $C > 1$ μF à 100 Hz : tg $15 \cdot 10^{-4}$.
— Coefficient de température : $\pm 75 \cdot 10^{-6}$/°C, voisin de zéro aux températures usuelles.
— Dérive de capacité maximale après un cycle thermique : type I : 0,5 %, type II : 2 %.

La fabrication de ces condensateurs se déroule d'une façon sensiblement identique à celle qui a été décrite pour les condensateurs au polyester.

Les modèles les plus courants sont métallisés; ceux qui ne le sont pas sont destinés à des applications spéciales.

Le marché grand public et industriel est en baisse par suite de la sensibilité de ce film à l'humidité. Le marché professionnel civil et militaire se maintient, car ces condensateurs sont bien protégés contre l'humidité; de plus ils présentent des faibles pertes et une plage de température large.

PRINCIPAUX MODÈLES

Condensateurs métallisés du type I, classes A ou B

Présentations : enrobés polyester et obturés de résine époxy avec sorties axiales; enrobés époxy avec sorties radiales; modèles cylindriques, plats ou parallélépipédiques.

U_n : 40 V, 63 V, 160 V, 250 V, 400 V.

C_n : pour 40 V : 1 nF à 22 μF; pour 400 V : 0,47 nF à 1 μF.

Tolérances : ± 1 %, ± 2 %, ± 5 %, parfois également ± 10 %. Séries : E 96, E 48, E 24 et E 12.

Plage de température : −55 °C à +125 °C (+85 °C pour U_n, à +125 = 0,5 U_n).

Toutes les autres caractéristiques conformes à la spécification.

Condensateurs métallisés du type II, classes B ou C

Mêmes présentations que les modèles du type I.

U_n : 40 V, 63 V, 160 V, 250 V, 400 V, 630 V.

C_n : pour 40 V : 1 nF à 22 μF, pour 630 V : 1 nF à 1 μF.

Tolérances : ±5 %, ±10 %, ±20 %, séries E 24, E 12 et E 6.

Plage de température : −55 °C à +125 °C (+85 °C pour U_n, à + 125 = 0,5 U_n.

Toutes les autres caractéristiques conformes à la spécification.

Condensateurs métallisés spéciaux, type I, classes A ou B

Présentation sous tube métallique non magnétique recouvert d'une gaine isolante, sorties axiales par perles de verre.

U_n : 63 V, 160 V, 250 V, 400 V.

C_n : pour 63 V : 1 nF à 4,75 μF ou 10 μF pour 400 V : 1 nF à 0,22 μF.

Tolérances : ± 1 %, ± 2 %, séries E 96 et E 48.

Plage de température : −55 °C à +125 °C (+85 °C pour U_n).

Condensateurs non métallisés haute tension

à diélectrique mixte : polycarbonate et papier imprégné de résine époxy ou d'huile minérale ou synthétique. Ils sont spécialisés pour le filtrage à haute tension et pour les applications à récurrence faible, en décharge rapide ou sous impulsions.

Modèles tubulaires moulés sous résine époxy

U_n V_{cc} . . .	630 V	1 000 V	1 500 V	2 500 V	3 500 V	5 000 V
U_{eff} 50 Hz .	220 V	300 V	380 V	500 V	700 V	1 000 V
U_n V_{cc} . . .	7 500 V	10 000 V	12 500 V	15 000 V	20 000 V	25 000 V
U_{eff} 50 Hz .	1 400 V	1 750 V	2 250 V	2 500 V	2 750 V	3 000 V

C_n = pour 630 V : 10 nF à 4,7 µF; pour 5 000 V : 0,47 nF à 0,47 µF; pour 10 000 V : 0,47 nF à 0,1 µF; pour 25 000 V : 100 pF à 10 nF.

Tolérance : ± 20 %, série E 6.

Plage de température : −55 °C à +125 °C pour U_n.

Angle de pertes : $< 35 \cdot 10^{-4}$ à 1 kHz pour $C < 1$ µF et à 100 Hz pour $C > 1$ µF.

4.6. Les condensateurs au polypropylène

CARACTÉRISTIQUES

Constante diélectrique : 2,2; angle de pertes : 5 à $10 \cdot 10^{-4}$ à 25 °C et 50 Hz; rigidité diélectrique : 350 kV . mm; température maximale d'emploi : 100 °C; absorption d'eau (en 24 h) : < 0,1 %.

C'est un diélectrique pouvant ou non être métallisé; il présente une tangente de l'angle de pertes très faible, une bonne stabilité en fonction de la température et au cours des essais de vieillissement. De plus, avec les huiles synthétiques du genre Pyralène, il se crée une combinaison intime avec le film et on obtient un diélectrique stable pour les applications de puissance en alternatif. Ses caractéristiques principales sont données sur les courbes de la figure 4-23.

Sa constante diélectrique est remarquablement stable jusqu'à 130 °C, et entre 100 Hz et 1 MHz. La tangente de l'angle de pertes pour le film seul est de $2 \cdot 10^{-4}$ entre 20 °C et 130 °C, elle passe de $2 \cdot 10^{-4}$ pour 100 Hz, à $5 \cdot 10^{-4}$ pour 1 MHz; pour un condensateur complet, elle est inférieure à $10 \cdot 10^{-4}$.

Le coefficient de température est légèrement négatif : $-250 \cdot 10^{-6}$/°C; la résistance d'isolement est de l'ordre de 10^5 MΩ . µF entre −20 °C et +70 °C.

Ce diélectrique métallisé donne des condensateurs excellents en alternatif ou sous impulsions; non métallisé, associé au papier et imprégné à l'huile synthétique on obtient des condensateurs pour la correction du facteur de puissance.

FABRICATION

Le film de polypropylène est fabriqué dans les épaisseurs suivantes : 4, 6, 8, 10, 12, 25 µm.

Il peut être métallisé au zinc et non plus à l'aluminium comme pour le polyester. L'épaisseur de la couche est comprise entre 0,02 et 0,06 µm. Sa résistance varie entre 1,5 et 3 Ω/□.

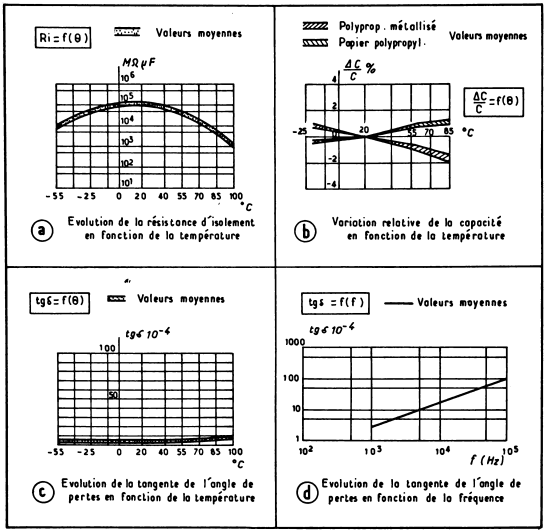


Fig. 4-23. — Courbes caractéristiques des condensateurs au polypropylène *(Eurofarad)*.

Le film non métallisé est bobiné à armatures débordantes soit avec des feuilles d'aluminium, soit avec des feuilles de zinc.

Dans tous les cas, le condensateur est anti-inductif par schoopage des tranches et par soudure des fils de sortie.

La protection est réalisée, soit par un boîtier moulé de résine synthétique, soit par un ruban de polyester à la périphérie et par obturation de résine époxy aux deux extrémités.

Les boîtiers peuvent être cylindriques à sorties axiales, ovales à sorties axiales, parallélépipédiques à sorties axiales ou radiales.

Les condensateurs à diélectrique mixte papier + polypropylène imprégnés à l'huile synthétique sont montés dans des boîtiers métalliques étanches à sorties par colonettes de céramique.

APPLICATIONS

Le marché de ce type de condensateur est en progression constante.

Grand public. — Les modèles à film métallisé, contrôlés en courant efficace et en dV/dt sont utilisés pour la protection du transistor de commutation dans les alimentations à découpage. En film à armature les condensateurs sont adoptés pour la récupération et la liaison avec le déviateur en télévision ainsi que pour les filtres secteur et le découplage du châssis avec le secteur dans les alimentations à découpage.

Industriel et professionnel. — L'étude des condensateurs doit se faire cas par cas; il faut étudier la forme de l'onde, les cycles de fonctionnement, la présence éventuelle d'harmoniques, les courbes de l'intensité et de la tension. Ces condensateurs admettent des pointes jusqu'à 10 000 A ce qui pose des problèmes mécaniques et de dimensionnement des armatures, des contacts et des sorties. Ils sont employés dans des applications en croissance rapide : démarrage des moteurs, fluorescence, électronique de puissance, alimentation à découpage, commutation et hacheurs en traction électrique (métro.S.N.C.F.), filtrage des parasites du réseau, etc.

PRINCIPAUX MODÈLES

Condensateurs à armatures métalliques

Modèles cylindriques à sorties axiales et parallélipipèdiques à sorties radiales, isolés par ruban polyester ou par résine époxy; pour circuits oscillants, filtres, bases de temps, circuits impulsionnels, compensation thermique, intégrateurs, voltmètres numériques... à sorties soudées assurant la sécurité des contacts en H.F. et aux tensions les plus basses (< 1 mV).

Tensions de service : 63 V (100 pF — 9,1 µF) à 400 V (0,1 nF — 1,21 µF). Tolérances : ± 1 %, série E 96 à ± 5 % série E 24.

Modèles cylindriques à sorties axiales pour haute tension :

Tensions de service : 630 V_{cc}/300 V_{eff} (10nF — 2,2 µF) . 1 000 V_{cc}/350 V_{eff} (3,3 nF — 1,5 µF) . 1 250 V_{cc}/400 V_{eff} (2,2 nF — 0,68 µF). 1 500 V_{cc}/500 V_{eff} (1 nF — 0,47 µF); Tolérance : ± 20 %, série E6. Angle de pertes : 10. 10^{-4} Températures : — 40 °C à +85 °C pour U_n pour impulsions à temps de montée très court : fronts raides, balayage à thyristors, déflexion et découpage secteur.

Condensateurs à film métallisé

Nombreux modèles spécialisés dans leurs applications.

Modèles parallélipipédiques à sorties radiales en résine époxy pour filtres de voies téléphoniques, compensation de la dérive. Tension de service : 160 V (21,5 nF — 0,47 µF). Tolérances : ± 1 % à ± 5 % séries E96 à E24, Angle de pertes : 10 . 10^{-4}, températures : —55 °C à +85 °C.

Modèles parallélipipédiques, cylindriques ou plats pour : découplage avec fortes composantes alternatives ou impulsionnelles, antiparasitage des commutations, liaisons à fort courant, réservoir d'énergie (allumage électronique automobile), balayage TV, onduleurs...

Moyennes tensions : 160 V_{cc}/100 V_{eff} (16 nF — 10 µF), 250 V_{cc}/160 V_{eff} (9,1 nF — 4,7 µF), 400 V_{cc}/200 V_{eff} (5,6 nF — 2,7 µF), 630V_{cc}/250V_{eff} (1 nF — 1,8 µF). Tolérances : ± 5 à ± 20 %, séries E24 à E6.

Hautes tensions : 630 V_{cc}/330 V_{eff} (2,4 nF — 1,1 µF), 1 000 V_{cc}/425 V_{eff} (0,845 nF — 562 nF), 1 600 V_{cc}/500 V_{eff} (0,576 nF — 221 nF), 2 000 V_{cc}/500 V_{eff} (0,1 nF — 154 nF). Tolérances : ± 1 % à ± 10 %, séries E96 à E12. Angle de pertes : 5 . 10^{-4} à 1 kHz, températures : —55 °C à +85 °C.

Modèles en tubes aluminium ou en boîtiers métalliques :

Tensions V_{cc}	250	400	630	1 000
Tensions V_{eff} 50 Hz	180	250	330	400
C en tube mini	4,7	1,8	1	1
µF maxi	56	68	47	27
C en boîtier mini	33	22	15	10
µF maxi	390	220	180	100

Tolérance : ±10 %, série E12, angle de pertes : $\leqslant 25 \cdot 10^{-4}$.
Températures : −25 °C à +85 °C pour U_n.
Pour filtrage, tous usages industriels : démarrage de moteurs, fluorescence, compensation...

Condensateurs bi-film : polypropylène + papier, imprégnation huile synthétique : en tubes aluminium ou en boîtiers métalliques :

Tensions V_{cc}	160	250	630	1 000	1 200	1 500	2 500	4 000	6 300	10 000
Tensions V_{eff} 50 Hz	75	110	300	400	500	650	850	1 500	2 200	3 500
C en tube mini				1	1	1	1			
µF maxi				15	12	8,2	3,9			
C en boîtier mini	10	1	1	6,82	4,7	3,3	1.5	0,047	0,022	0,1
µF maxi		4.7	10	150	100	68	33	2,2	1	0,47

Tolérance : ± 10 % série E12, angle de pertes : $\leqslant 25 \cdot 10^{-4}$.
Températures : −25 °C à +85 °C pour U_n.
Pour tous usages industriels.

Condensateurs spéciaux

Tous modèles étudiés pour couvrir des problèmes professionnels ou industriels précis, en polypropylène métallisé ou en bi-film.

Correction du facteur de puissance

Boîtiers métalliques à sorties céramiques en bi-film, imprégnation huile synthétique, pour 100 kVA_R, 150 kVA_R et 200 kVA_R, secteurs monophasés et triphasés 50 Hz. Plage de température : −25 °C à +45 °C. Chaque

élément interne de capacité est protégé par un fusible, une résistance décharge chaque condensateur en 5 minutes environ, après l'arrêt de la tension d'alimentation.

4.7. Les condensateurs pour hautes températures

On rencontre habituellement : le *polysulfone* et le *téflon*.

Le polysulfone métallisé

est utilisable entre -55 °C et $+125$ °C à U_n et $+150$ °C à 0,5 U_n, il est très stable, car son coefficient de température est de $\pm 30 \cdot 10^{-6}$/°C, sa tangente de l'angle de pertes est $< 15 \cdot 10^{-4}$ et sa résistance d'isolement varie entre 10^6 MΩ/μF à -55 °C et 10^2 MΩ/μF à $+150$ °C.

Deux modèles principaux :

— *Présentation en tube métallique, sorties par perles de verre*
U_n : 63 V, 160 V, 250 V, 400 V.
C_n : 33 nF à 4,7 μF pour 63 V et 1 nF à 0,22 μF sous 400 V.
Tolérance : ±20 %; série E 6.

— *Présentation moulée en résine époxy, sorties radiales*
U_n : 63 V, 160 V, 250 V, 400 V.
C_n : 1 nF à 10 μF pour 63 V et 1 nF à μF sous 400 V.
Tolérance : ± 20 %; série E 6.

Le téflon

peut être métallisé ou non; il est utilisable entre -55 °C et $+200$ °C sous la tensions nominale; il est également très stable, son coefficient de température est de $\pm 60 \cdot 10^{-6}$/°C non métallisé et de $\pm 100 \cdot 10^{-6}$/°C métallisé; sa tangente de l'angle de pertes est $< 10 \cdot 10^{-4}$ et sa résistance d'isolement varie entre 10^6 MΩ/μF à -55 °C et 10^2 MΩ/μF à $+200$ °C. Ce sont des condensateurs hautement professionnels et très coûteux.

Ils sont généralement présentés sous tube métallique à sorties par perles de verre .

U_n : 160 V, 250 V, 400 V.
C_n : 10 nF à 2,2 μF sous 160 V et 470 pF à 0,47 μF sous 400 V.
Tolérance : ± 20 %; série E 6.

5. LES CONDENSATEURS AU MICA

Ce sont des condensateurs précis et stables, utilisés surtout en H.F.

5.1. Le mica

Le mica est un corps minéral naturel de composition chimique complexe. C'est un silicate d'aluminium additionné de sels acides de métaux alcalins. Il en existe de nombreuses variétés.

La meilleure convenant à la fabrication des condensateurs est le mica rose de l'Inde. Il se clive facilement jusqu'à des épaisseurs de quelques microns.

Sa résistivité est très élevée (10^{15} à 10^{17} Ω . cm), son angle de pertes faible ($2 . 10^{-4}$) et sa constante diélectrique est comprise entre 6,8 et 7,5.

Sa rigidité diélectrique n'est pas linéaire en fonction de l'épaisseur; on obtient 200 kV . mm pour des faibles épaisseurs (10 µm) et seulement 40 kV . mm pour des épaisseurs de l'ordre du millimètre.

De plus, le mica se caractérise par :

— son excellente tenue en température, il ne s'altère qu'aux environs de 600 °C, et aux fréquences élevées;

— son absence de coefficients de tension et d'hystérésis de tension, d'où : une stabilité absolue en fonction de la tension appliquée, un comportement excellent en présence de signaux complexes et en régime impulsionnel, et une stabilité exceptionnelle dans le temps; une dérive est difficilement décelable dans les conditions normales d'utilisation.

5.2. La fabrication

Le mica se présente sous la forme de blocs de la grosseur du poing lorsqu'il arrive en Europe, après avoir été débarrassé des principales impuretés à la mine.

Le mica est alors clivé, grâce à sa structure lamellaire, en feuilles d'épaisseur déterminée en fonction de la tension de service prévue. Pour plus de sécurité, on se limite à une épaisseur minimale de 20 µm. Puis, les feuilles sont découpées en lamelles généralement rectangulaires ou rondes, en fonction du modèle de condensateur à fabriquer. Ces lames sont contrôlées puis nettoyées au trichloréthylène sous ultra-sons avec soin. Enfin, elles sont asséchées en étuve à 120 °C pendant 20 heures, afin que l'argenture se fixe bien sur le mica.

Généralement, cette argenture est effectuée par sérigraphie. L'oxyde d'argent est mélangé à une huile (de romarin ou de lavande, par exemple). La pâte filtre à travers les mailles d'un écran de sérigraphie et ne se dépose qu'aux endroits à argenter. Les lames sont placées dans un four porté à 400-500 °C; l'huile est volatilisée et l'oxyde est réduit en argent métallique qui s'accroche au mica. Il faut veiller que la couche soit bien homogène et bien fixée à la surface du mica.

Pour les condensateurs de faible valeur une feuille métallisée sur les deux faces suffit; généralement, on est obligé d'empiler plusieurs lames argentées pour obtenir la valeur de capacité voulue.

Plusieurs variantes de fabrication sont à étudier :

TECHNOLOGIE « ŒILLET »

Les lames sont métallisées selon le dessin de la figure 4-24, une seule face est argentée et deux trous sont percés pour les œillets.

On empile les lames en les imbriquant, c'est-à-dire : une sortie de l'argenture vers la droite, la suivante vers la gauche. Entre chacune on intercale une rondelle de cuivre très mince appelée « paillon » assurant une liaison parfaite entre les armatures et les œillets. La première et la dernière lame sont constituées par des lames de mica plus épaisses et non métallisées, elles sont appelées « couvertures claires ». Leur résistance d'isolement très élevée assure une plus grande rigidité électrique et mécanique des empilements et protège les lames actives.

Après sertissage, les connexions sont soudées aux œillets et aux rondelles. On procède ensuite au moulage du condensateur (fig. 4-24).

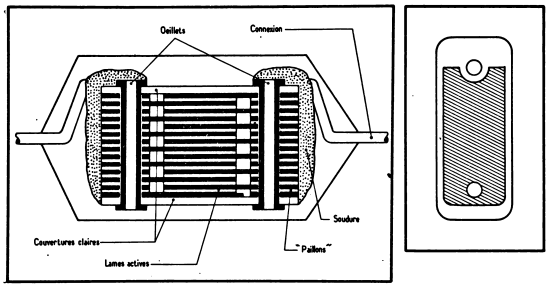


Fig. 4-24. — (à gauche) Condensateur au mica, technologie « œillet ». (A droite) Argenture et perçage d'une lame de mica.

Cette technologie classique permet d'obtenir d'excellentes performances, lorsque l'encombrement n'est pas critique.

Elle confère en particulier au condensateur :

— une résistance série faible lui permettant de supporter des pointes de tension et d'intensité importantes;

— un courant traversant important, les rondelles de cuivre facilitant l'évacuation de la chaleur;

— une stabilité remarquable et une fiabilité très élevée.

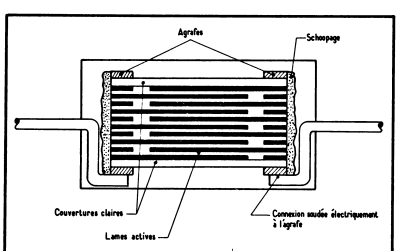


Fig. 4-25. — Condensateur au mica, technologie « agrafes ».

TECHNOLOGIE « AGRAFES »

Dans cette technologie, les lames ne sont pas percées et leur serrage est obtenu par des agrafes serties. De plus, la métallisation est prolongée sur les tranches permettant ainsi l'élimination des rondelles. Les fils de sortie sont soudés sur les agrafes. Puis, les empilements sont moulés (fig. 4-25).

Cette technologie permet une utilisation optimale de la surface des lames. Elle est utilisée pour obtenir des condensateurs d'encombrement réduit et n'ayant pas à supporter de fortes intensités traversantes.

TECHNOLOGIE « BLOCS »

Cette technologie permet d'obtenir des blocs compacts de dimensions très réduites. Les lames sont métallisées selon la figure 4-26 a. On les empile en les imbriquant, l'une dans un sens, la seconde dans l'autre et ainsi de suite.

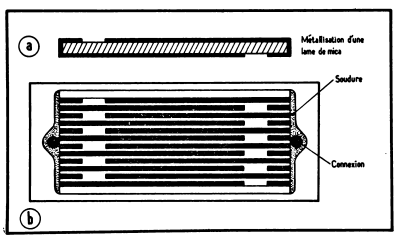


Fig. 4-26. — Condensateur au mica, technologie « blocs ».

On obtient l'empilement de la figure 4-26 b; les connexions radiales sont soudées directement sur la tranche. Puis, on procède au moulage de résine de protection.

Cette technologie permet d'obtenir :

— une résistance série particulièrement faible, tous les contacts étant soudés;

— un rapport capacité/volume maximal;

— de faibles coefficients de température, associés à une grande fiabilité;

— des tolérances serrées.

CHIPSES POUR MICRO-ÉLECTRONIQUE

Les lames de très petites dimensions sont argentées selon la figure 4-26 a. L'empilage est comprimé et chauffé de façon à obtenir une interpénétration moléculaire des argentures en contact, sans apport d'aucun autre produit.

Le chipse peut être livré ainsi, sans protection contre les agents climatiques et sans étamage des sorties qui sont argentées et soudables. Ces blocs doivent

être étuvés pendant quelques heures à 125 °C avant emploi; puis soudés sur le micro-circuit et protégés par une résine normale d'imprégnation (fig. 4-27 a).

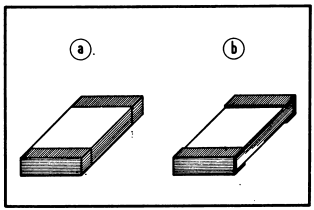


Fig. 4-27. — Chipses pour micro-électronique. (*a*) chipse nu. (*b*) chipse avec étrier soudable.

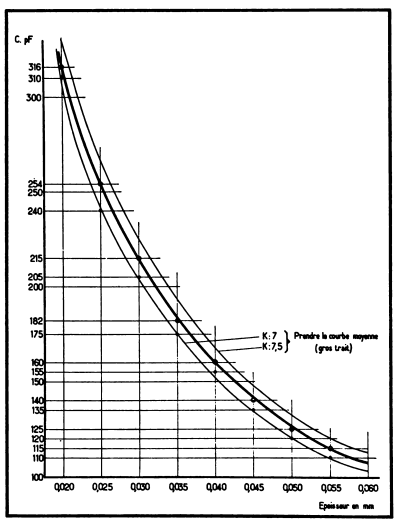


Fig. 4-28. — Courbe donnant la capacité en pF d'une surface de 1 cm² en fonction de l'épaisseur du mica.

Le chipse peut également être livré avec un étamage des sorties pour soudure par surfusion sur un circuit imprimé. Enfin, il peut être muni d'un étrier étamé qui évite au chipse de risquer de « s'ouvrir » lors de la soudure si elle est mal effectuée.

Bien entendu, dans toutes ces versions, le chipse doit toujours être étuvé puis protégé (fig. 4-27 b), car la protection contre l'humidité est primordiale.

CALCUL DE LA CAPACITÉ D'UN CONDENSATEUR AU MICA

La courbe de la figure 4-28 donne la capacité en pF d'une surface argentée de 1 cm^2 en fonction de l'épaisseur de la lame de mica et en regard d'une seconde électrode.

5.3. Les caractéristiques générales

NORMES ET SPÉCIFICATIONS

Condensateurs au mica, règle : U.T.E. NF C 93 120, C.C.T.U. 02.01 B, C.E.I. 384.5.

Condensateurs « boutons » : C.C.T.U. 02.09.

Catégories climatiques : (se reporter au chapitre I page 18) principales utilisées pour les condensateurs au mica :

454 = −55/+85/56 jours;
435 = −55/+125/21 jours;
434 = −55/+125/56 jours.

COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE, CLASSES

Catégorie	Froid (°C)	Chaleur sèche (°C)	Chaleur humide (nombre de jours)
455	—55	85	21
454	—55	85	56
435	—55	125	21
434	—55	125	56
424	—55	155	56

En règle générale, les classes correspondent aux valeurs de capacités suivantes :

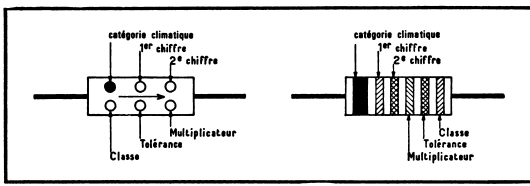
classe 1 : de 4,7 pF à 18 pF;
classe 2 : de 22 pF à 82 pF.
classe 3 : de 100 pF à 470 pF, ou au-delà.
classe 4 : au-dessus de 510 pF, souvent sur demande.

Marquage en code de couleur à six points

Il est donné sur le tableau page 164 pour les condensateurs classiques; pour les « boutons » le marquage de la catégorie climatique est supprimé et remplacé par un point noir qui sert uniquement de repère pour le sens de lecture.

Ce code est de moins en moins employé, car ces condensateurs sont le plus souvent marqués en clair et parfois selon le code littéral U.T.E. 93.011 (C.E.I. 62) (se reporter chapitre 2, page 37).

Couleurs	Catégorie	Capacité		Tolérance		Classe
		Chiffres	Multiplicateurs	± (%)	pF	
noir		0	1	20	2	
marron		1	10	1		
rouge	454	2	100	2		1
orange		3	1 000			2
jaune	434	4	10 000			4
vert	435	5				3
bleu		6				
violet		7				
gris		8		0,5		
blanc		9				
or			0,1	5	0,5	
argent				10	1	



Résistance d'isolement à 20 °C

Entre bornes : $C_n < 10\,000$ pF $= 100\,000$ MΩ
$C_n > 10\,000$ pF $= 1\,000$ MΩ/μF
Entre bornes et masse : 100 000 MΩ.

Courbes principales (fig. 4-29)

Angle de pertes

La courbe (4-29 a) indique la valeur maximale de l'angle de pertes à 1 kHz et à 1 MHz en fonction de la capacité (C.C.T.U. 02.01 B). On voit que pour les faibles valeurs de capacité l'angle de pertes peut atteindre $100 \cdot 10^{-4}$. Par contre, au-dessus de 80 pF, il doit être inférieur à $10 \cdot 10^{-4}$ à 1 kHz et à $8 \cdot 10^{-4}$ à 1 MHz.

L'angle de pertes dépend : de la qualité du mica, de la température, de la fréquence, des contraintes mécaniques lors de la fabrication et de l'humidité.

Un très bon mica naturel atteint $2 \cdot 10^{-4}$ à 20 °C et à 1 MHz; un condensateur bien construit ne doit pas dépasser $5 \cdot 10^{-4}$ à 20 °C et à 1 MHz, à 70 °C il est encore de $8 \cdot 10^{-4}$.

Coefficient de température

La courbe (4-29 b) donne l'évolution du coefficient de température en fonction de la capacité des condensateurs *Eurofarad* classes 2-3-4-, ainsi que les limites de la spécification C.C.T.U. 02.01 B.

Vieillissement accéléré

La courbe (4-29 c) montre la variation de capacité en % en fonction de la valeur de la capacité, après un essai de vieillissement accéléré de 3 000 h des condensateurs *Eurofarad*, ainsi que les limites de la spécification C.C.T.U. 02.01 B.

Taux de défaillance

Les courbes (4-29 d) donnent les taux de défaillance en % pour 2 000 h et en unité par heure, en fonction de la température et du rapport de la tension appliquée aux bornes du condensateur à la tension nominale pour les condensateurs *Eurofarad*.

On voit qu'à +85 °C et à 50 % U/U_n le taux de défaillance est de $5 \cdot 10^{-3}$ %, soit 10^{-6} unités/h, ce qui est remarquable.

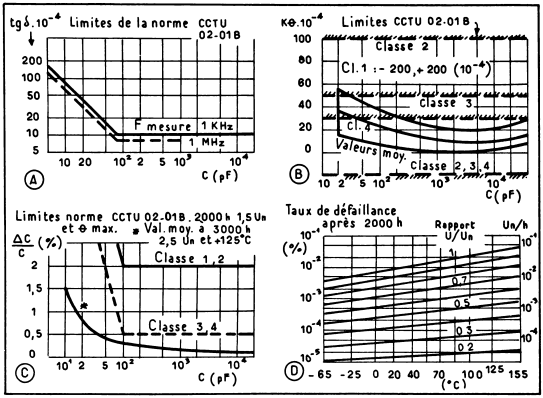

tgδ.10⁻⁴ Limites de la norme CCTU 02-01B
F mesure 1 KHz
1 MHz
C (pF)
A
KΘ.10⁻⁴ Limites CCTU 02-01 B
Classe 2
Cl. 1 : − 200, + 200 (10⁻⁴)
Classe 3
Cl. 4
Valeurs moy. Classe 2, 3, 4
B
Limites norme CCTU 02-01B. 2000 h 1,5 Un et Θ max. Val. moy. à 3000 h 2,5 Un et +125°C
Classe 1, 2
Classe 3, 4
C
Taux de défaillance après 2000 h
Rapport U/Un
Un/h
D
- 65 -25 0 20 40 70 100 125 155
(°C)

Fig. 4-29. — Courbes principales des condensateurs au mica.
(A) Angle de pertes en fonction de la capacité (CCTU 02-01 B).
(B) Coefficient de température en fonction de la capacité, classes CCTU 02-01 B et valeurs moyennes *Eurofarad*.
(C) Vieillissement accéléré, variation de la capacité en %, en fonction de la valeur de la capacité. Essai : *Eurofarad* : 3 000 heures à 2,5 U_n et +125 °C, en comparaison avec limites CCTU 02-01-B essai 2 000 heures à 1,5 Un et +125 °C.
(D) Taux de défaillance en % pour 2 000 heures et en unité/h, en fonction de la température et du rapport U/U_n.

Réduction de la tension de service en fonction de l'échauffement des condensateurs de puissance

Les condensateurs utilisés en H.F. ont à absorber une puissance réactive importante. Leur échauffement suit une loi particulière. A une certaine puissance, il croît rapidement jusqu'à détérioration de la pièce; c'est un emballement.

C'est pourquoi les fabricants publient des courbes pour chacun de leurs modèles (fig. 4-30), donnant, en fonction de la fréquence, la tension, l'intensité efficace et la puissance réactive maximales pour un échauffement constant qui est de 20 °C, dans une ambiance de 20 °C. La marge de sécurité est importante puisque le condensateur s'emballe vers 200 °C.

Lorsque la température ambiante s'élève, il faut réduire la puissance réactive aux bornes du condensateur pour conserver la sécurité de fonctionnement.

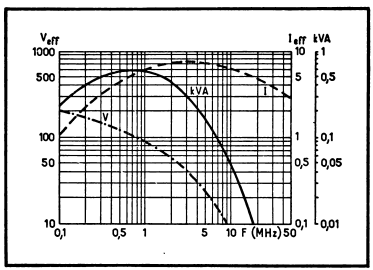


Fig. 4-30. — Tension efficace, intensité et puissance en fonction de la fréquence pour un condensateur L.C.C. de 10 000 pF. La tension efficace est de 200 V à 100 kHz. L'intensité à 3 MHz atteint 7 A. C'est pour cette valeur que la résistance série est minimale. La puissance réactive dépasse 600 VA dans une très large bande de fréquence.

Pour une ambiance de 70 °C on adopte généralement 60 % des valeurs données par les courbes. Les condensateurs professionnels doivent être plus largement calculés, car ils doivent fonctionner dans une ambiance de 85 °C, sans réduction des paramètres.

Tolérances

Les tolérances classiques maximales sont les suivantes : (à 20 °C).

C_n en pF	± 1 pF ± 10 %	± 5 %	± 2 %	± 1 %	$\pm 0{,}5$ %
$4{,}7 < C_n < 22$	■				
$22 < C_n < 47$		■			
$47 < C_n < 100$			■		
$100 < C_n < 220$				■	
$220 < C_n$					■
Séries	E12	E24	E24 E48	E24 R96	E24 préférentielle E192

Tolérances spéciales pour condensateurs de haute précision : ± 0,5 % à partir de 100 pF, ± 0,2 % à partir de 220 pF, ± 0,1 % à partir de 470 pF; pour certains modèles : ± 0,5 %, ± 0,2 %, ± 0,1 % à partir de 100 pF.

Tous les modèles ne sont pas livrables sous toutes les tolérances.

5.4. Les principaux modèles :

Pavés nus extrémités soudables miniatures

Ils doivent être étuvés pendant 2 heures à +125 °C avant utilisation. La soudure ne doit pas dépasser 220 °C; pendant la soudure maintenir le condensateur sous une légère pression.

Tensions de service U_n : 63 V-160 V (4,7 pF-18 nF), ou 50 V (47 pF-0,01 µF) -100 V (4,7 pF-5,6 nF) -250 V (4,7 pF-0,01 µF).

Tolérances : ± 10 % à ± 1 %. Températures maximales : −55 °C à +125 °C pour U_n. Modèle pour H.F. entre 1 et 1 000 MHz.

Modèles spéciaux pour ligne à retard et filtres actifs, présentation en barrettes ou surmoulé en boîtier Dual in Line.

Dimensions : 2 × 2 × 0,7 mm à 14 × 7 × 3,5 mm.

Ces condensateurs pour circuits hybrides doivent être protégés lors de leur finition.

Enrobés cire ozokérite

Modèles spéciaux P et T, tension nominale : 400 V, capacités de 4,7 pF à 0,1 µF, tolérances : ± 10 % à ± 0,1 %, températures maximales : −25 °C à +70 °C pour U_n, sorties axiales ou radiales.

Enrobés résine thermodurcissable

Tensions de service U_n : 63 V (4,7 pF-5,6 nF), 250 V (4,7 pF-6,8 nF), 400 V (4,7 pF-5,6 nF), tolérances : ± 10 % à ± 1 %, températures maximales : −55 °C à +85 °C pour U_n. Sorties axiales ou radiales.

Moulés résine époxy

Très nombreuses séries. Tensions de service U_n : selon les fabricants et les modèles entre 63 V et 500 V, capacités de 4,7 pF à 0,1 µF, tolérances : ± 10 % à ± 1 %, températures maximales : −55 °C à +125 °C pour U_n. Sorties axiales ou radiales.

Moulés résine époxy haute-tension

Tensions de service U_n : 500 V_{cc}/350 V_{eff} (1 nF-0,1 µF), 1 000 V_{cc}/700 V_{eff} (470 pF-47 nF), 2 000 V_{cc}/1 400 V_{eff} (100 pF-27 nF), 5 000 V_{cc}/3 500 V_{eff} (10 pF-0,01 µF), tolérances : ± 10 % à ± 1 %, températures maximales : −55 °C à +125 °C pour U_n. Blocs à sorties par cosses. Des courbes donnant la tension, l'intensité et l'énergie réactive en fonction de la fréquence, semblables à celles de la figure 4-30 sont fournies avec chacun des modèles.

Ces condensateurs sont destinés aux circuits à moyenne puissance en H.F. jusqu'à 30 à 50 MHz.

Boîtiers métalliques soudés étanches haute-tension

Tensions de service U_n : 1 000 V_{cc} à 15 000 V_{cc}, capacités entre 100 pF et 1 µF, étude effectuée sur demande.

Boîtiers métalliques soudés étanches de précision

Tensions de service U_n : jusqu'à 5 000 V_{cc}, capacités entre 1 nF et 1 µF. Tolérances : ± 2 % à ± 0,1 %.

Moulés résine époxy de haute précision pour étalons

Tension de service U_n : 63 V, capacités entre 4,7 pF et 0,1 µF. La valeur réelle de l'étalon est indiquée sur chaque pièce.

Boîtiers métalliques soudés étanches haute-température

Tensions de service U_n : 63 V (100 pF-12 nF) et 250 V (100 pF-4,7 nF). Tolérances : ± 10 % à ± 0,5 %, températures maximales : −55 °C à +200 °C pour U_n. Sorties axiales ou radiales.

Boutons ou disques de découplage (C.C.T.U. 02.09).

Tension de service U_n : 300 V, capacités entre 10 pF et 3,3 nF. Tolérances : ± 10 % à ± 2 %, températures maximales : −55 °C à +85 °C pour U_n et +125 °C pour 0,7 U_n. Découplage jusqu'à 1 GHz.

6. LES CONDENSATEURS AU VERRE

Ces condensateurs sont destinés à compléter ou même à remplacer les condensateurs au mica, et ce, pour les mêmes applications en H.F. En effet, le mica provenant d'un seul point du globe (l'Inde) peut venir à manquer en cas de tension internationale.

6.1. Le verre

Le verre ordinaire est formé de silice sous forme de sable fondu. Comme la température de fusion du sable est très élevée (1600 à 1700 °C), on ajoute des oxydes qui ont pour but d'abaisser la température de fusion du mélange. A l'extrême, on obtient des verres qui fondent à 600 °C et qui peuvent être utilisés pour enrober certains composants.

Pour le diélectrique des condensateurs, on a retenu un verre au borosilicate à 4 % d'oxydes ayant un angle de pertes très faible ($10 . 10^{-4}$) et une constante diélectrique de 4. Il a une rigidité diélectrique de 20 kV . mm et il peut être utilisé jusqu'à 200 °C. Sa dilatation thermique est faible et son coefficient de température est légèrement positif.

6.2. La fabrication

Par extrusion, on confectionne un ruban de verre de la largeur du condensateur à fabriquer et de 10 à 20 µm d'épaisseur (fig. 4-31). Ce diélectrique est parfait, car il ne contient pas de défauts, ni de trous microscopiques.

On découpe le ruban en longueurs permettant de construire de dix à quarante pièces, selon leur valeur. On intercale une série de feuilles d'aluminium débordant légèrement du ruban de verre sur un côté (*a*). Puis on pose un second ruban de verre sur le premier, une deuxième série de feuilles d'aluminium débordant du côté opposé et, enfin, un troisième ruban de verre (*b*).

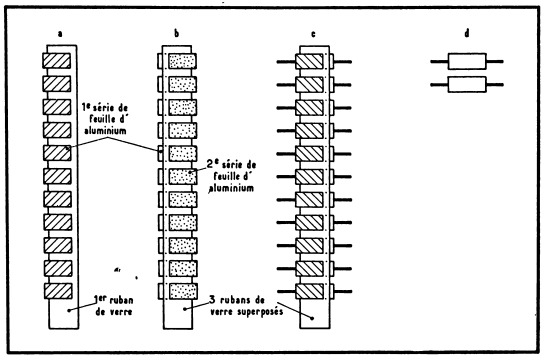


Fig. 4-31. — Fabrication schématique des condensateurs au verre.

Cet empilage suffit pour la confection des condensateurs de faible valeur de capacité. Pour les valeurs élevées, on continue l'empilage des rubans de verre et des feuilles d'aluminium jusqu'à obtenir la capacité désirée.

L'empilage étant terminé, on le met sous une pression mécanique d'environ 20 g/cm² dans un four. Pour des électrodes en aluminium, la cuisson a lieu sous atmosphère d'azote. Pour des électrodes en or, la cuisson peut s'effectuer à l'air. Le verre se ramollit, l'air contenu entre les lames est chassé par la pression mécanique. Puis on élève la température jusqu'au point de fusion du verre (600-650 °C) pour obtenir une masse compacte et étanche.

Après refroidissement, on soude électriquement les fils de sortie sur la partie débordante des électrodes (*c*). Il faut que ce fil se soude bien à l'aluminium, qu'il ait le même coefficient de dilatation que le verre et qu'il puisse être soudé à l'étain au circuit extérieur. On choisit généralement un fil plaqué à âme en fer revêtu de nickel ou d'or.

Puis on découpe les condensateurs unitaires (*d*). On place chacun entre deux feuilles de verre, un peu plus épaisses et qui débordent de tous les côtés du condensateur. Ce verre a un point de fusion inférieur à celui du diélectrique.

Le condensateur est à nouveau passé au four. Le verre se soude et l'enrobe complètement. On obtient ainsi un condensateur monobloc absolument étanche. Les sorties ne peuvent pas être arrachées. Dans ce modèle elles sont axiales et en nickel étamé.

Un second modèle est protégé par un moulage en résine époxy, les sorties sont radiales et dorées.

Les avantages de cette fabrication sont les suivants :

— condensateur à structure monolithique totalement étanche,
— homogénéité du diélectrique parfaitement contrôlée et constance de son épaisseur,
— résistance d'isolement très élevée,

— stabilité en fonctionnement à haute température en ambiance humide,
— pertes très faibles en H.F.,
— volume réduit.

Note : Les condensateurs à diélectrique verre céramisé sont étudiés avec les condensateurs céramique.

6.3. Les caractéristiques générales

Spécification C.C.T.U. 02.15.

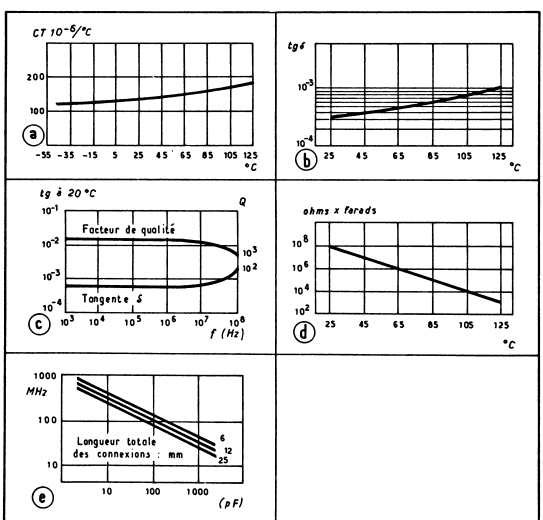
Courbes caractéristiques (fig. 4-32).

Coefficient de température (fig. 4-32 a) :

$+140 \pm 25\ 10^{-6}$/°C entre −55 °C et +125 °C et entre 100 kHz et 1 MHz.

Angle de pertes à 1 kHz (fig. 4-32 b)

Il est compris entre $4 . 10^{-4}$ à 25 °C et $10 . 10^{-4}$ à 125 °C; il reste stable en H.F. quelle que soit la valeur de la capacité.



Facteur de qualité (fig. 4-32 c)

Il reste supérieur à 1 000 dans toute la gamme de température et jusqu'à 30 MHz.

Résistance d'isolement (fig. 4-32 d) à 20 °C $R_i \geqslant 100\,000$ MΩ, à 125 °C $R_i \geqslant 10\,000$ MΩ.

Fréquence de résonance (fig. 4-32 e) en fonction de la capacité et de la longueur totale des connexions. Elle se situe entre 20 et 1 000 MHz.

Dérive : Après 2 000 heures de fonctionnement à 125 °C et à 1,5 U_n, la dérive est inférieure à 0,5 %.

Tolérances

C_n en pF	±0,25	±10 %	±5 %	±2 %	±1 %
$0,5 < C_n < 3,3$					
$3,3 < C_n < 5,1$					
$5,6 < C_n < 12$					
$13 < C_n < 24$					
$27 < C_n < 10\,000$					

Tenue en haute-fréquence

Pour une température ambiante de 85 °C, ces condensateurs supportent l'échauffement dû à la haute-fréquence, le facteur de dissipation est de $8 \cdot 10^{-4}$; soit une limitation en puissance de 0,25 à 0,5 W, pour une tension crête maximale de 1 000 V et une intensité de 3 à 5 A, selon les dimensions du condensateur.

6.4. Les différents modèles

Le catalogue *Sovcor* comprend :

- **Condensateurs en boîtier verre scellé :**

Tensions de service : 300 V (220 pF à 10 nF), 500 V (0,5 pF à 6,2 nF). Tension continue maximale à 25 °C : respectivement 1 000 V et 1 500 V. Tolérances : ± 10 %. à ± 1 % T = −55 °C à +125 °C. Sorties axiales.

Fig. 4-32. — Courbes caractéristiques des condensateurs *Sovcor* à diélectrique verre.
(a) Coefficient de température.
(b) Angle de pertes en fonction de la température.
(c) Facteur de qualité et angle de pertes en fonction de la fréquence.
(d) Résistance d'isolement en fonction de la température.
(e) Fréquence de résonance en fonction de la capacité et de la longueur totale des connexions.

• **Condensateurs moulés :**

Tension de service : 300 V, capacités : 1 pF à 2,4 nF. Tolérances : ± 10 % à ± 1 %. T : −55 °C à +125 °C. Sorties radiales.

6.5. Les lignes à retard et les modules mémoire en verre

Ils sont basés sur la propagation des vibrations ultrasoniques dans un bloc de verre de coefficient de température presque nul. C'est un bloc de verre poli et taillé avec précision aux dimensions requises, équipé de deux

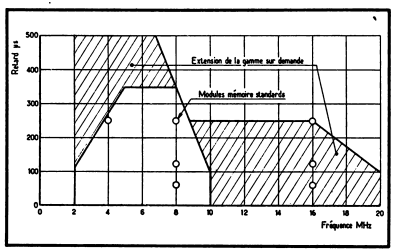


Fig. 4-33. — Gamme des lignes à retard en verre.

transducteurs piézo-électriques en quartz ou en céramique. Suivant la durée du retard et la forme désirée on peut avoir, soit une transmission directe, soit une transmission avec des réflexions sur les faces internes du bloc. La vitesse de propagation est de 2,5 mm par µs pour des ondes transversales. Électriquement, la ligne se présente comme un filtre passe-bande avec une atténuation de la fréquence centrale de 30 à 60 dB. La bande passante à 3 dB est de l'ordre de 60 % de la fréquence centrale.

La figure 4-33 donne les retards en µs en fonction de la fréquence admissible pour les modèles standards et pour les modèles pouvant être étudiés sur demande.

Les lignes à retard sont utilisées surtout en télévision en couleurs et pour les radars. Les modules mémoire sont employés dans des équipements militaires et spatiaux aussi bien que dans des périphériques de calculateurs.

7. LES CONDENSATEURS CÉRAMIQUE

Il existe un grand nombre de types différents de condensateurs céramique pour toutes les applications H.F.

7.1. Les céramiques pour condensateurs

Ce sont des mélanges complexes de silicate de magnésie (talc), d'alumine, de corindon, de zircon, de feldspath, auxquels on ajoute, selon la constante diélectrique désirée, un ou plusieurs des corps suivants : titane, baryum, calcium, magnésie, etc.

Le mélange est broyé finement, puis calciné à une température inférieure au point de fusion, afin d'oxyder toute la matière organique et de réduire à l'état d'oxyde les carbonates, les chlorures ou les sulfates présents dans la pâte. La masse est à nouveau réduite en poudre et mélangée à des liants aqueux (gommes, huiles) ou organiques (argile), puis moulée sous pression en forme convenable.

Les pièces sont cuites au four (1200 °C à 1400 °C) sous atmosphère oxydante. On obtient une densification suffisante supprimant toute porosité.

Les céramiques sont stables dans le temps, elles résistent bien aux variations de température et aux efforts mécaniques. Elles sont inattaquables à l'humidité et aux acides. Leur coefficient de dilatation est faible, ce qui permet de donner une grande précision aux pièces.

Selon leur composition, on obtient des céramiques très différentes du point de vue caractéristiques; elles sont classées en trois groupes.

• **Les céramiques du groupe I** sont stables et leur constante diélectrique est comprise entre 5 et 220. Ce sont des titanates de magnésie ou de calcium.

Leurs principales caractéristiques sont :

— Résistance spécifique : 10^8 à 10^{15} Ω . cm.
— Coefficient de température : +130 °C à $-3\,000 . 10^{-6}$/°C.
— Angle de pertes : $10 . 10^{-4}$.
— Rigidité diélectrique : 4 à 10 kV . mm.

Ces céramiques servent à construire des condensateurs précis et stables de haute qualité.

• **Les céramiques du groupe II** sont instables et leur constante diélectrique est très élevée. Ce sont des titanates et zirconates de baryum ou de strontium. Leur coefficient de température est très irrégulier et leurs pertes sont plus élevées.

Leurs principales caractéristiques sont :

— Résistance spécifique : 10^6 à 10^{15} Ω . cm.
— Coefficient de température : variable et instable.
— Angle de pertes : $100 . 10^{-4}$.
— Rigidité diélectrique : 4 à 6 kV . mm.
— Constante diélectrique : 300 à 12 000.

Ces céramiques sont utilisées pour les condensateurs de découplage miniatures dont les tolérances sont larges et dont la stabilité n'est pas recherchée.

• **Les céramiques spéciales** sont appelées : à couche d'arrêt par *L.C.C.*, barrier layer aux *U.S.A.*, Sibatit par *Siemens*. Une fabrication voisine avec du verre céramisé est commercialisée par *SOVCOR*.

L.C.C. part d'une céramique du groupe II ε_R : 2 000 ou ε_R : 5 000; on la réduit au four de façon à lui ôter l'oxygène. Immédiatement on oxyde sa surface sous une épaisseur de 1 à 10 nm; c'est la couche d'arrêt. La partie centrale de la plaquette de céramique réduite se comporte comme un semi-conducteur imparfait. On métallise les deux faces et on obtient ainsi deux condensateurs en série séparés par une résistance faible.

Avec une céramique ε_R : 5 000 on fabrique des condensateurs de tension de service : 16 V (ε_R : 100 000) et 32 V (ε_R : 68 000), tg angle de pertes $500 . 10^{-4}$, coefficient de température : +20 à −50 % de −10 °C à +85 °C.

Avec une céramique ε_R : 2 000 on obtient des condensateurs de tension de service : 16 V (ε_R : 68 000) et un coefficient de température : ± 15 % de −40 °C à +85 °C. La résistance d'isolement est supérieure à 100 MΩ.

On fabrique ainsi des condensateurs miniatures de valeurs atteignant 0,1 µF.

Siemens possède un brevet permettant de former des couches d'arrêt, non seulement en surface, mais dans tout le volume de la plaquette. Il se forme un réseau complexe de condensateurs en série et en parallèle, dont la constante diélectrique est de 50 000 et dont la tension de service atteint 63 V; tg angle de pertes : $500 \cdot 10^{-4}$, isolement 500 MΩ pour 10 nF, capacités de 10 nF à 100 nF; dimensions pour 10 nF : 9 × 5,5 × 3,2 mm.

SOVCOR fait passer son verre spécial pour condensateurs de la structure amorphe à une structure cristalline. Le verre de la famille des niobates présente à l'état initial une constante diélectrique voisine de 25. Ce verre est céramisé sous l'action de plusieurs cycles thermiques durant lesquels la constante diélectrique passe graduellement de 25 à 1 000.

La gamme complète des capacités est réalisée avec le même verre pris à des stades différents du cycle de céramisation conduisant à des granulométries allant de 30 à 100 nm et à des constantes diélectriques de 300, 600 et 900. L'épaisseur du diélectrique est de 40 µm. Les électrodes sont en or et les connexions sont en fer plaqué or.

Avec ce verre céramisé *SOVCOR* fabrique des condensateurs multicouches miniatures qui concurrencent ceux à la céramique du groupe II.

Le verre céramisé présente une résistance d'isolement de 10^{14} Ω et une rigidité diélectrique de $5 \cdot 10^6$ V/cm. Il permet de fabriquer des condensateurs stables et fiables : T_s : 63 V, tg angle de pertes : $250 \cdot 10^{-4}$, variation de la capacité entre −55 °C et +125 °C : ± 10 %, ± 20 % et +20-55 % selon les modèles, entre 270 pF et 0,1 µF.

7.2. La fabrication

FABRICATION CLASSIQUE

Les pièces sont moulées et cuites au four à leurs formes définitives. Ce sont des tubes de différentes dimensions, des plaquettes, des disques pour les condensateurs de faible puissance. Ce sont des disques, des pots, des assiettes et des tubes avec collerettes pour les condensateurs de grande puissance.

Les électrodes sont déposées directement sur la céramique par argenture des surfaces en regard. Il s'agit d'une argenture chimique obtenue par réduction de l'oxyde d'argent en poudre en suspension dans un liquide. Ce mélange est déposé sur la céramique parfaitement dégraissée, soit au moyen d'un stencil, soit au pistolet à air comprimé.

La réduction a lieu au four entre 700° et 800 °C.

L'argenture doit adhérer parfaitement à la céramique pour qu'on obtienne de bons résultats.

Les connexions sont toujours soudées aux électrodes, car il faut une faible résistance série pour avoir un bon comportement en H.F.

Enfin, le condensateur est revêtu d'une couche de protection qui peut être soit un enrobage de résine thermodurcissable, soit un moulage de résine époxy, soit enfin un vernis au silicone pour certains tubes.

Il faut, en effet, protéger la couche d'argent de l'action de l'humidité et des agents extérieurs. Selon leur résistance aux essais des normes certains modèles sont dits « isolés » ou « non isolés » (Cf. résistances à couche).

FABRICATION DES CONDENSATEURS MULTICOUCHES

La figure 4-34 donne une vue schématique d'un tel condensateur. Le diélectrique est une feuille de céramique de 25 à 200 μm d'épaisseur obtenue par coulage. Cette technique assure au diélectrique une homogénéité absolue en évitant toute contrainte. Elle consiste à répandre sur une plaque parfaitement plane une suspension de fines particules de céramique dans une solution liquide éliminée ultérieurement par séchage.

Les électrodes sont obtenues par frittage d'un métal choisi pour sa faible affinité chimique avec les constituants de la céramique. C'est généralement le palladium préparé dans des conditions très particulières qui a été choisi. Il est appliqué sur la céramique par sérigraphie laissant subsister des épargnes de forme convenable.

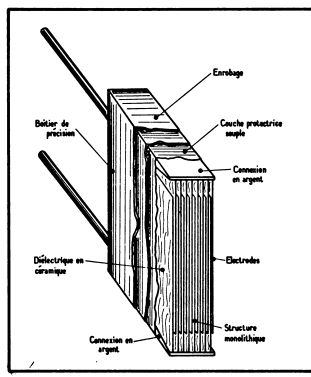


Fig. 4-34. — Détail de la fabrication d'un condensateur monolythique (chipses, cerfeuil, etc.).

Les plaques de diélectrique métallisé sont découpées aux dimensions voulues. Les lamelles sont empilées pour former un bloc qui est mis sous une pression de plusieurs tonnes par cm². Des lames d'isolement non métallisées sont placées de part et d'autre du bloc. Le nombre total de lames n'est jamais inférieur à sept pour que le bloc ait une solidité mécanique suffisante. La cuisson s'effectue entre 1 200 °C et 1 400 °C; le condensateur est alors parfaitement monobloc. Puis, on argente les tranches opposées, afin de relier en parallèle les électrodes correspondantes et on soude les fils de connexion.

Le condensateur est ensuite protégé par un enrobage de résine, à moins qu'il ne soit utilisé non protégé sous forme de pavés nus ou chipses.

On obtient ainsi des condensateurs miniatures, robustes, utilisables entre −55 °C et +85 °C ou +125 °C, construits avec des céramiques des *groupes I* et *II*.

Miniaturisation : avec une céramique NPO (groupe I) on a 10 pF/mm³, avec N150 (groupe I) : 12 pF/mm³, avec N750 (groupe I); 30 pF/mm³ et avec une céramique du groupe II : $\varepsilon_R = 1\,600$ on arrive à 500 pF/mm³.

Pour des applications spéciales on peut réaliser la métallisation des électrodes et des sorties avec de l'or, convient pour liaison des sorties par thermocompression ou par ultra-son, de l'or-palladium, de l'or-platine, de l'argent-palladium ou de l'argent-platine. Les sorties peuvent être étamées ou non.

7.3. Les normes et spécifications

Ces prescriptions sont nombreuses et variées, car elles proviennent de France, de la C.E.I. et aussi des États-Unis. Selon les fabricants et leur origine les codes utilisés sont différents. Nous avons essayé d'en faire la synthèse. Les normes sont spécialisées selon qu'il s'agit d'un condensateur du groupe I, du groupe II, ou d'un pavé nu ou chipse pour la microélectronique.

NORMES SPÉCIFICATIONS ET RECOMMANDATIONS POUR CONDENSATEURS CÉRAMIQUE DU GROUPE I

U.T.E. NF C 93130 et 93131. Contrôle qualité NF C 83130. C.E.I. 108. C.C.T.U. 02.02 A. MIL 11015 et E.I.A. RS 198.

CCTU 02-02 A Type 1 codes	A	C	H	L	P	S	U	V	K
Coeff. T en 10^{-6}/°C entre −55 °C et +85 °C	+100	0	−33	−75	−150	−330	−750	−1 500	−2 200
	P100	NP0	N33	N75	N150	N330	N750	N1500	N2200
ΔC/C entre −55 °C et +85 °C (en %)									
Classes 4	±15	±15	±15	±15	±15	±25	±60	±125	±250
3	±30	±30	±30	±30	±30	±60	±120	±250	±500
2	±100	±60	±60	±75	±80	±120	±250	±500	—
ε_R (environ) . . .	15	30	30	30	33	35	75	120	200
Correspondances en classe 3									
CEI	1 B	1 B			1 B		1 B		
EIA	MTG	C0G			P2G		U2J		
DIN	P100/	NP0/			N150/		N750/		
	1 B	1 B			1 B		1 B		
MIL	AG	CG			PG		UJ		

Catégories climatiques (C.C.T.U. voir chapitre I) principalement : 434 (−55 °C. +125 °C/56 j), 454 (−55 °C. +85 °C/56 j) et 455 (−55 °C. +85 °C/21 j).

Tolérances sur la valeur de la capacité à 20 °C : Code littéral C.E.I. 62. B : ± 0,1 % — C : ± 0,25 % — D : ± 0,5 % — F : ± 1 % — G : ± 2 %. J : ± 5 % — K : ± 10 % — M : ± 20 % — N : ± 30 %.

Pour C < 10 pF : BU : ± 0,1 pF. CU : ± 0,25 pF. DU : ± 0,5pF. F = ± 1 pF.

Tolérances dissymètriques : Q : −10 +30 %. T : −10 +50 %. S : −20 +50 %. Z : −20 +80 %. P : 0 +100 %.

Ces codes sont également employés pour les condensateurs du type II.

Marquage : le plus souvent en clair.

Code littéral C.E.I. 62 : picofarad : p - nanofarad : n - microfarad : μ.

Exemples : 0,1 pF = p 10. 1 pF = 1 p 0. 10 pF = 10 p. 1 nF = 1 n0. 33,2 nF = 33 n2.

Certains fabricants emploient le code suivant : désignation de la valeur par trois chiffres en picofarads : le premier chiffre signification, le deuxième chiffre significatif, le troisième donne le nombre de zéros. Ainsi, par exemple : 12 000 pF = 123 − 15 pF = 150 − 220 pF = 221.

Assez rarement le code des couleurs ci-dessous (fig. 4-35) est utilisé :

Couleur	Coefficient de température H	Capacité		Tolérance D	
		Chiffre A — B	Multiplicateur C	C_n > 10 pF %	C_n ≤ 10 pF (pF)
noir	0	0	1	20	2
marron	− 33	1	10	1	0,1
rouge	− 75	2	100	2	
orange	−150	3	1 000		
jaune	−220	4			
vert	−330	5		5	0,5
bleu	−470	6			
violet	−750	7			
gris		8	0,01		0,25
blanc		9	0,1	10	1
or	+100				

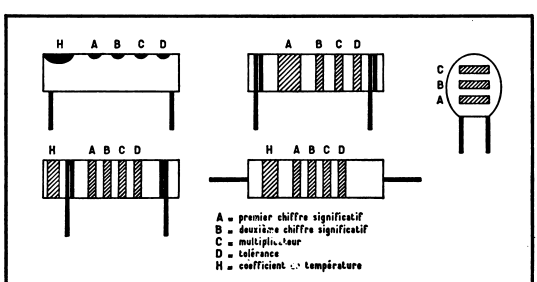


Fig. 4-35. — Code de marquage des condensateurs céramique.

NORMES SPÉCIFICATIONS ET RECOMMANDATIONS POUR CONDENSATEURS CÉRAMIQUE DU GROUPE II

U.T.E. NF C 93132. Contrôle qualité 83131. C.E.I. 187. C.C.T.U. 02.04 B. MIL 11015. EIA RS 198.

Les condensateurs à diélectrique spécial (groupe III) sont étudiés par la recommandation C.E.I. 324.

CCTU 02-04 B Type II Classes	ΔC/C entre −55 °C et + 85 °C ou +125 selon catégorie climatique		Constante diélect. ε_R environ	Correspondance MIL approximative sans tension
	sans tension	avec tension		
6	±10 %	−15 % +10 %	900	T : +2 % −10 %
				U : +2 % −15 %
				X : ±15 %
				Y : ±15 %
5	±20 %	−30 % +20 %	1 500	
4	−30 % +20 %	−40 % +20 %	1 500 ≈	R : −40 % +15 %
3	−55 % +20 %	−65 % +20 %	4 500	V : −45 % +20 %
2	−70 % +30 %	−80 % +30 %	6 000	
hors norme	−90 % +30 %		10 000	

Catégories EIA RS 198 : X : −55 °C · Z : 0 ou +10 °C, 5 : +85 °C · 7 : +125 °C · U : +22-56 % · R : ± 15 % · V : +50-20 %.

Les céramiques les plus courantes en classe II sont : X7R - Z5U et X5V que l'on rencontre sur de nombreux catalogues. La céramique X7R est souvent assimilée à la classe 5 et la Z5U aux classes 3 et 2.

La nouvelle norme C.E.I. en préparation désigne les matériaux classe II suivants : 2 C1 (ε_R 1 400) ex : X7R EIA et 2E4 ex : Z5U EIA (ε_R : 6 000).

Les catégories climatiques, les tolérances et le marquage suivent les mêmes règles que celles décrites pour les condensateurs du groupe I. Si le code des couleurs est utilisé seule la valeur est indiquée.

NORME PARTICULIÈRE POUR LES CONDENSATEURS EN PAVÉS NUS (CHIPSES) GROUPES I ET II

U.T.E. NF C 93133.

Cette norme donne toutes les précisions concernant ces condensateurs : dimensions, caractéristiques, soudure des sorties, essais du contrôle de qualité.

Par exemple : un condensateur NPO à $\pm 40 \cdot 10^{-6}$/°C est codé : CB; un condensateur type II : ΔC/C ± 20 % de −55 à +125 °C = C 1 (classe 5 des condensateurs normaux type II) et un condensateur type II : ΔC/C +20 à −55 % de −55 à +85 °C = E 2 (ex. classe 3).

Les catégories climatiques et les tolérances suivent les mêmes règles que précèdemment. Étant donné la miniaturisation des pièces le marquage ne peut être effectué que sur le carton d'emballage, il comprend : référence du fabricant, capacité, tolérance, tension de service en clair, codé selon NF C 93133.

NFC 93133 Type I Code	Coeff. de Temp. (10^{-6}/°C) (ppm/°C)	Tolérance sur le coefficient de température (10^{-6}/°C)			
		T ⩾ 20 °C Tolérance nominale		T < 20 °C	
		Classe A	Classe B	Classe A	Classe B
C	0	±15	±40	+15	+40
	NP0			−35	−60
P	−150	±12	±40	+15	+40
				−55	−100
U	−750	±60	±120	+60	+120
				−250	−350

NFC 93133 Type II Classe de stabilité Code	Variation maximale de C en % par rapport à la valeur à 20 °C		Code	Plage de température
	sans tension	avec tension nominale		
B	±10	+10 −15	1	−55 °C à +125 °C
C	±20	+20 −30	2	−55 °C à + 85 °C
D	+20 −30	+20 −40	4	−25 °C à + 85 °C
E	+20 −55	+20 −65		

SPÉCIFICATION PARTICULIÈRE CONCERNANT LES CONDENSATEURS DE PUISSANCE : C.C.T.U. 02.13

Type I Code LCC	Coef. de T (10^{-6}/°C)	Tolérance sur CT		tg δ (10^{-4})	ε_R	Couleurs sur la collerette ou la tranche
		classe 1	classe 2			
A	+100	±100	±160	10	7	Blanc
B	+33	±75	±120	5	15	
H	−33	±60	±120	5	30	vert
T	−470	±160	±250	5	45	orange
U	−750	±250	±500	5	75	jaune
V	−1 500	±500	±500	10	160	jaune/rouge

Type II Code LCC	ΔC/C entre −55 et + 85 °C par rapport à 20 °C	Classe CCTU 02-04 B correspondante
W	−55 % +20 %	3
X	−70 % +30 %	2
D	−50 % +500 %	
Z	±20 %	5

Les catégories climatiques et les tolérances suivent les mêmes règles que précédemment. Le marquage est essentiellement en clair.

7.4. Les caractéristiques des condensateurs du groupe I

Coefficient de température

On a vu qu'il est fonction de la constante diélectrique. Il est de +100 °C à +130 . 10^{-6}/°C pour $\varepsilon_R = 5$ à 15 et de −3 000 . 10^{-6}/°C pour $\varepsilon_R = 220$. C'est-à-dire qu'il est légèrement positif pour les céramiques à faible constante diélectrique, puis il devient nul et de plus en plus négatif au fur et à mesure que ε_R augmente.

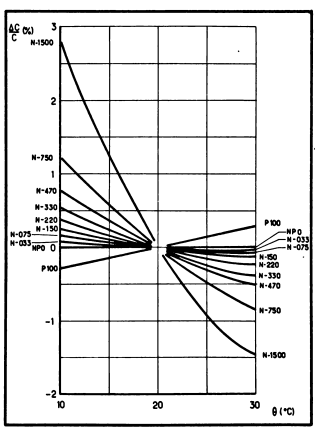


Fig. 4-36. — Céramique du groupe 1. Variation du coefficient de température des différentes céramiques entre P 100 et N 1500.

La figure 4-36 donne la courbe correspondant à chacun des types des céramiques du groupe I; on voit que leur linéarité est satisfaisante. L'hystérésis en température est faible et peut être négligé.

Angle de pertes

Il est faible et voisin de $10 \cdot 10^{-4}$ entre -55 °C et $+85$ °C et de 1 à 2 000 MHz pour des modèles spéciaux. Les pertes augmentent à partir de 120 °C, ce qui limite leur utilisation, bien que la céramique, l'argenture et le revêtement puissent tenir à des températures bien supérieures.

Ces condensateurs ne sont pas conseillés pour une utilisation en courant continu et en B.F., car les pertes croissent au-dessous de 1 MHz, pour devenir importantes au-dessous de 20 kHz, Au-dessus de 50 MHz, il convient de choisir les modèles spéciaux dont les dimensions sont plus réduites et dont les formes et les sorties sont prévues afin d'obtenir l'impédance la plus faible.

La courbe 4-37 donne la variation de l'angle de pertes en fonction de la fréquence pour un condensateur en céramique NPO. D'autre part l'angle de pertes varie très peu avec la température dans la plage normale d'emploi.

Isolement

La résistance d'isolement décroît lorsque la température augmente. Elle est encore de 10^{15} Ω . cm à 100 °C et de 10^{12} Ω . cm à 200 °C. La résistance superficielle est d'au moins 50 000 MΩ avec de la céramique vitrifiée.

La courbe 4-38 montre la variation de la résistance d'isolement d'une céramique NPO en fonction de la température entre $+20$ °C et $+150$ °C.

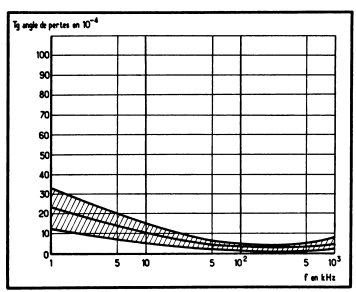


Fig. 4-37. — Variation de la tangente de l'angle de pertes en fonction, de la fréquence pour un condensateur en céramique NPO.

Les différentes fabrications se situent dans la zone grisée entre les deux courbes extrêmes. La courbe centrale donne la moyenne habituelle.

La diminution de la résistance d'isolement en fonction de la température varie plus rapidement pour les céramiques du groupe I que pour celles du groupe II; cependant l'isolement des céramiques du groupe I étant nettement plus élevé, elles se retrouvent vers la même valeur aux environs de $+150$ °C.

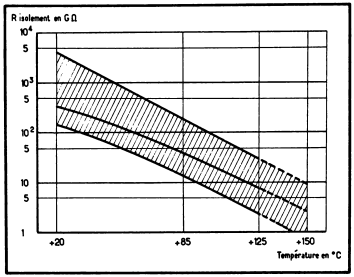


Fig. 4-38. — Variation de la résistance d'isolement en fonction de la température, pour une céramique NPO.

Utilisations

Les condensateurs céramique du groupe I sont employés en haute-fréquence pour l'accord des circuits, les liaisons, et la compensation de la dérive en fréquence lors des variations de température des composants ayant un coefficient positif.

On distingue :

— **les condensateurs à coefficient de température précisé,** c'est-à-dire que le fabricant s'engage à livrer un condensateur ayant une valeur de capacité et un coefficient de température connu. Par exemple : 12 pF N 750. Ce sont généralement des condensateurs tubulaires ou à plaquette. Ils sont utilisés pour la correction de la dérive en fréquence.

— **les condensateurs classiques du groupe I** pour lesquels le fabricant est libre d'adopter n'importe quelle céramique du groupe I. Cela veut dire que pour une dimension donnée d'une plaquette la gamme des valeurs de capacité est plus large. Les faibles valeurs sont en P 100 et NPO, puis les valeurs croissantes de capacité sont successivement en N 150, N 330, N 470, N 750 et N 1500. Ils sont employés pour l'accord des circuits et pour les liaisons.

— **les condensateurs multicouches moulés** (Cerfeuil, Multicéram) sont livrables le plus souvent en NPO classe 3 (0 ± 30) et en N 150 classe 3 (-150 ± 30). Ils sont petits, bien isolés, surtout à sorties radiales, se montant bien sur les cricuits imprimés modernes. Leur production est en pleine expansion.

— **les condensateurs multicouches nus** (pavés-chipses) sont destinés à être soudés directement sur le substrat des circuits hybrides à couche épaisse ou à couche mince. Leurs dimensions, celles des zones de soudure et leurs caractéristiques sont strictement normalisées.

Ils sont réalisés surtout en NPO code CB. Les sorties des modèles spéciaux pour hyperfréquences sont en rubans argentés.

7.5. Les caractéristiques des condensateurs du groupe II

Comportement de la céramique du groupe II

Alors que la céramique du groupe I est stable, que son coefficient de température est défini avec précision, il n'en est pas de même avec la céramique du groupe II qui présente une instabilité complexe en fonction de la température, de la fréquence, de la tension aux bornes et ceci en fonction du temps. L'interdépendance des paramètres ont fait appeler cette céramique : à coefficient de température non défini, par le normalisateur.

Cette céramique au titanate de baryum présente une structure cristalline tétragonale à 20 °C; lorsque la température s'élève et atteint 120 à 125 °C, une transformation cristallographique se produit appelée « Point de Curie ». La structure cristalline de la céramique devient cubique, ce qui forme des contraintes qui se libèrent selon une loi exponentielle en fonction du temps. Ce phénomène produit une augmentation de la capacité.

Vieillissement des condensateurs du groupe II

La fabrication de la céramique, sa métallisation et le moulage du condensateur, l'amènent au-delà du point de Curie. Le réalignement graduel de la structure cristalline de la céramique provoque une diminution exponentielle de la capacité en fonction du temps : 2 % au bout de 10 h, 4 % à 100 h, 6 % à 1 000 h, 8 % à 10 000 h et 10 % à 100 000 h.

C'est pourquoi il est indispensable de laisser vieillir le condensateur en stock pendant 56 jours (1 344 h), avant de le marquer. Au bout de cette période de vieillissement (aging) le condensateur a perdu 6 % de sa valeur primitive et il est commercialisé et marqué à cette valeur nominale. La diminution ultérieure est faible : 4 % à 100 000 h, à condition de rester toujours en dessous du point de Curie.

Si les conditions de fonctionnement portent le condensateur au-delà de 125 °C pendant plus de 4 h, il reprend sa valeur initiale de fabrication, c'est-à-dire 6 % supérieure à la valeur nominale. Le réalignement de la structure cristalline se reproduit entraînant une nouvelle fois une diminution de la capacité lorsque la température redescend au-dessous de 125 °C.

Coefficient de température

Plus la constante diélectrique de la céramique est importante et plus le coefficient de température est élevé et irrégulier. Le mélange des produits constituant la céramique est étudié afin de rendre la courbe la moins irrégulière possible, dans la plage de fonctionnement.

Le passage au point de Curie provoque une diminution sensible du coefficient de température.

La figure 4-39 donne plusieurs courbes de variation de la capacité en fonction de la température; en A pour une céramique $\varepsilon_R = 1\,200$ prévue pour la plage -55 °C à $+145$ °C, on voit nettement l'influence du point de Curie. Les courbes B, C et D sont établies pour des céramiques dont la constante diélectriques est respectivement de 2 000, 4 000 et 10 000 et limités à $+85$ °C, c'est la courbe obtenue pour une céramique $\varepsilon_R = 1\,200$ qui est la plus favorable; c'est pourquoi cette céramique est la plus utilisée dans le groupe II.

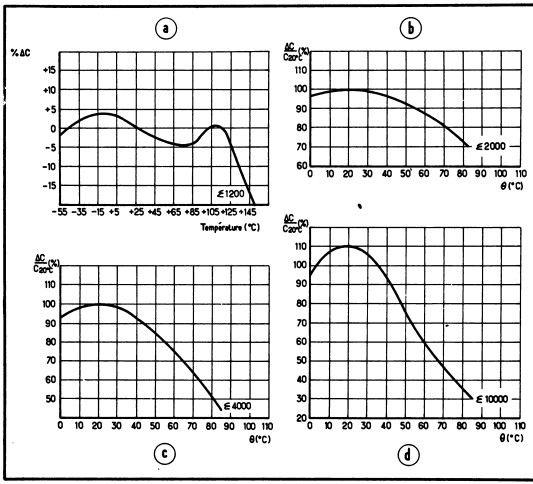


Fig. 4-39. — Variations de la capacité en fonction de la température pour des céramiques du groupe II et pour ε_R = 1 200 (a), 2 000 (b), 4 000 (c) et 10 000 (d).

Polarisation

L'application d'une tension continue aux bornes du condensateur, égale à sa tension de service, produit une brusque diminution de la valeur de la capacité. Lorsque la tension est arrêtée, le condensateur ne revient pas tout à fait à sa valeur primitive. Il se produit un hystérésis à la tension.

Angle de pertes

Il est variable en fonction de la température, de la fréquence et de la tension. Il est généralement voisin de $100 \cdot 10^{-4}$ dans les conditions normales d'emploi pour des céramiques dont la constante diélectrique est comprise entre 1 200 et 4 000 environ. Il atteint $300 \cdot 10^{-4}$ à -55 °C et descend vers $30 \cdot 10^{-4}$ à 150 °C (fig. 4-40).

La tangente de l'angle de pertes augmente avec la fréquence ; de $100 \cdot 10^{-4}$ à 1 MHz, elle atteint $250 \cdot 10^{-4}$ à 100 MHz pour une céramique ε_R = 1 200 (fig. 4-41).

Enfin, elle diminue légèrement lorsque la tension continue aux bornes augmente (fig. 4-42).

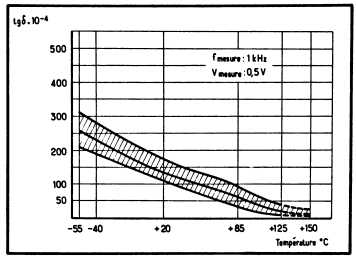


Fig. 4-40. — Variation de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la température, pour une céramique : $\varepsilon_R = 1\,200$.

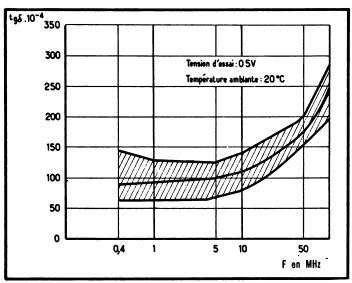


Fig. 4-41. — Variation de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la fréquence, pour une céramique : $\varepsilon_R = 1\,200$.

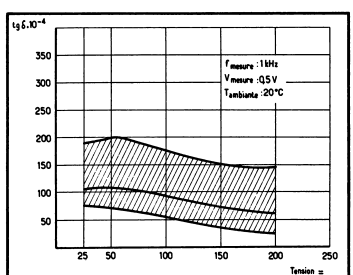


Fig. 4-42. — Variations de la tangente de l'angle de pertes en fonction de la tension continue aux bornes, pour une céramique : $\varepsilon_R = 1\,200$.

Résistance d'isolement

Elle est plus faible que celle des céramiques du groupe I. Elle est variable en fonction de la température et de la tension alternative et continue aux bornes.

La figure 4-43 donne la variation de la résistance d'isolement en fonction de la température pour un condensateur de 10 nF en céramique : $\varepsilon_R = 1\,200$.

La figure 4-44 montre la variation du produit R.C. en fonction de la température pour des condensateurs entre 10 nF et 0,1 μF en céramique : $\varepsilon_R = 1\,200$. La mesure de R est effectuée avec une tension continue de 200 V aux bornes pendant 1 minute.

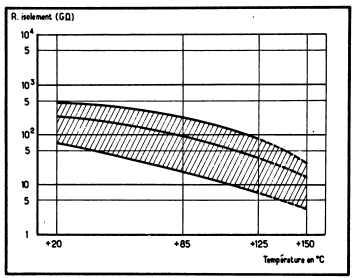


Fig. 4-43. — Variation de la résistance d'isolement en fonction de la température pour un condensateur de 10 nF en céramique de $\varepsilon_R = 1\,200$.

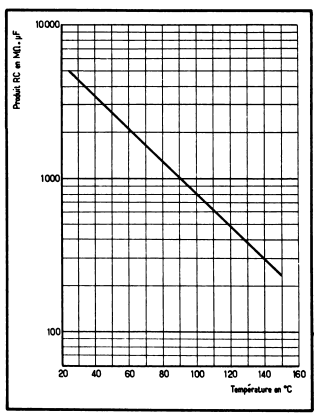


Fig. 4-44. — Variations du produit RC en MΩ. μF en fonction de la température pour des condensateurs entre 10 nF et 0,1 μF en céramique $\varepsilon_R = 1\,200$.

Rigidité diélectrique

Par suite de la valeur élevée de la constante diélectrique, la pression électrostatique en régime d'impulsion risque de fendre le diélectrique lorsqu'il est très mince. Il y a lieu, dans ce cas, de placer une résistance en série avec le condensateur pour réduire la pression à une valeur compatible avec la céramique utilisée. La rigidité diélectrique diminue rapidement vers 100 °C aux approches du point de Curie. Pour la fabrication, on établit la tension de service entre 1 et 2 kV . mm.

Coefficient de tension

La figure 4-45 donne la variation de la capacité en fonction de la tension continue aux bornes, pour une céramique : $\epsilon_R = 1\,200$. Il s'agit d'une polarisation du diélectrique qui dépend de la tension appliquée par µm d'épaisseur. On voit sur la courbe que la capacité croît jusqu'à environ 20 V, puis décroît assez rapidement. C'est une fonction de la tension appliquée par rapport à la rigidité diélectrique de la céramique.

On note également une hystérésis lorsqu'on supprime la tension aux bornes du condensateur; la diminution de capacité par rapport à la valeur avant l'application de la tension est de l'ordre de 7%, deux minutes après l'arrêt de la tension.

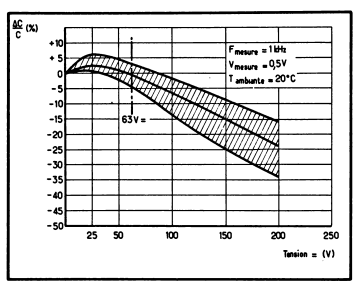


Fig. 4-45. — Variations de la capacité en fonction de la tension continue aux bornes; céramique $\epsilon_R = 1\,200$.

Si on combine l'influence de la tension et de la température on obtient une diminution de la capacité plus importante que celle donnée par une augmentation de température seule (fig. 4-46). On voit les différences importantes en fonction de la tension appliquée par µm d'épaisseur du diélectrique.

Utilisations

Ces condensateurs du groupe II ont l'avantage de leurs petites dimensions; on obtient environ 500 pF par mm³, sous une tension de service de 63 V, contre 10 à 30 pF par mm³ pour les céramiques du groupe I. Mais, par suite des importantes variations, en fonction de la température, de la

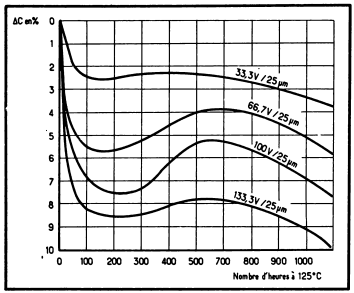


Fig. 4-46. — Action combinée de la tension et de la température sur la variation de capacité, pour un condensateur de 8,2 nF en céramique : ε_R = 1 200.

fréquence et de la tension, de ses paramètres, on ne peut les utiliser partout où une valeur précise de capacité est nécessaire. On les réserve pour les fonctions de découplage, de liaison et de polarisation.

On distingue :

— **les condensateurs classiques du groupe II** présentés sous la forme de tubes, de plaquettes, de disques, de bornes ou de condensateurs de traversée, en classes 2, 3 ou 5.

— **les condensateurs multicouches enrobés ou moulés** à sorties axiales ou radiales en classes 3 ou 5.

— **les condensateurs multicouches nus** (pavés-chipses) pour la microélectronique conformes aux classes C 1 et E 2.

7.6. Les différents modèles de condensateurs céramique des groupes I et II : *bref résumé des nombreux modèles existants*

• **Les condensateurs à coefficient de température précisé :** Ils n'existent qu'en groupe I pour l'accord des circuits et la compensation de la dérive.

— *Plaquettes :* enrobées, T : −55 à +85 °C, classe 2, Tol : ± 10 %, U_n = 30 V, en NPO : 4,7 à 470 pF, en N150 : 4,7 à 470 pF, en N750 : 22 à 1 000 pF; moulées T : −55 à +125 °C, classe 2, Tol : ± 10 %, U_n = 63 V, en NPO : 4,7 à 270 pF, en N150 : 4,7 à 270 pF, en N750 : 22 à 680 pF.

— *Tubulaires :* modèles non isolés T : −55 à +85 °C, classes 2 et 3, Tol : ± 10 % ± 5 %, U_n = 250 V, en NPO, N33, N 150, N330 : 1 à 150 pF en N750 : 1,5 à 390 pF; modèles non isolés et isolés; U_n = 500 V, classe 2, en P100, N33, N75 : 0,56 à 390 pF, en N 330 : 0,56 à 510 pF, en N750 : 1 à 1 100 pF; U_n = 500 V classe 3, en P100 : 0,56 à 240 pF, en NPO : 0,56 à

390 pF, en N33, N75, N 150 : 5,6 à 470 pF, en N330 : 0,56 à 510 pF, en N 470 : 0,56 à 680 pF, en N750 : 1 à 1 100 pF, en N1500 et N2200 : 1,5 à 510 pF, Tol : ± 10 % ± 5 %.

— *Disques haute tension :* U_n : 3 000 V (47 à 120 pF), 6 000 V (22 à 100 pF), Tol : ± 10 %, NPO classe 3.

On voit le nombre de modèles catalogués et le grand choix offert aux concepteurs de circuits.

• **Les condensateurs classiques,** existent surtout en groupe II.

— *Plaquettes :* enrobées ou moulées, T : −55 à +85°C, classe 5, U_n : 30 V (100 pF à 100 nF), 63 V (100 pF à 10 nF), 100 V (470 pF à 100 nF), Tol : ± 20 %.

— *Tubulaires :* modèles isolés ou non, T : −55 à +85 °C, classes 2 et 5, U_n : 250 V (470 pF à 10 nF), 500 V (220 pF à 10 nF), Tol : ± 20 %.

— *Disques :* enrobés, T : −55 à +85 °C, classes : 2-3-5, U_n : 400 V (22 nF à 100 nF), 500 V (1,5 pF à 22 nF), 1 000 V et 3 000 V (470 pF à 10 nF). Tol : ± 20 % et +20-50 %.

— *Bornes de découplage* : se vissent sur le châssis et découplent le fil d'alimentation à la masse; U_n : 350 V. C : 47 à 4 700 pF, classe 3, Tol : −20 +80 %.

• **Condensateurs de traversée** (by-pass) : Ils servent à découpler un fil d'alimentation lors de la traversée des châssis, ou blindages, dans les étages H.F.

Miniatures non isolés à souder (fig. 4-47) : U_n = 400 V C : 10 pF à 1 nF, classe 3, Tol : ± 20 % et −0 +100 %.

Modèles de puissance à visser (fig. 4-48) : U_n = 500 V C : 100 pF à 4 700 pF, classe 3, Tol : −20 +80 %, intensité dans le conducteur central : 3 A, 10 A, 20 A ou 80 A selon les modèles.

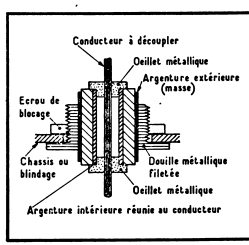


Fig. 4-47. — Condensateur de traversée miniature.

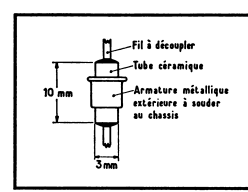


Fig. 4-48. — Condensateur de traversée (by-pass).

Filtre de traversée : se présente sous la forme d'un condensateur de traversée miniature; il se compose d'un filtre en π formé par deux condensateurs de 1 nF et d'un ferrite formant self-induction. U_n = 350 V, classe 2, Tol : 0 +100 %. L'atténuation est de 40 dB à 100 MHz, 70 dB à 400 MHz et 50 dB à 1 GHz.

• **Les condensateurs multicouches moulés :** très nombreux modèles.

Groupe I : T : −55 °C à +125 °C.

— avec choix du coefficient de température : U_n = 50 V C : en NPO : 1 à 6 800 pF, en N 750 : 1 nF à 47 nF, en N1500 : 3,3 nF à 0,68 µF, classe 3, Tol : ± 5 %, ± 10 %, ± 20 %.

— en NPO : U_n 50 V, 63 V, 100 V, C : 4,7 pF à 47 nF, classe 3, Tol : ± 1 %, ± 2 %, ± 5 %, ± 10 %; sorties radiales, quelques rares modèles en sorties axiales.

Groupe II : T : −55 °C à +125 °C, modèles économiques : −55 °C à +85 °C; U_n = 25 V, 50/63 V, 100 V, 200/250 V; C : 10 pF à 4,7 µF, classe 5, Tol : ± 20 %; sorties radiales, quelques rares modèles en sorties axiales.

• **Les condensateurs multicouches nus** (pavés-chipses).

Groupe I : T : −55 °C à +125 °C, en NPO : U_n : 25 V (47 pF à 22 nF) 50/63 V (4,7 pF à 10 nF), 100 V (1 pF à 5,6 nF), 200/250 V (330 pF à 560 pF), 400/500 V (110 pF à 300 pF), 630 V (1 à 100 pF), classe : CB, Tol : ± 1 %, ± 2 %, ± 5 %, ± 10 %.

Pour hyperfréquence sorties par rubans argentés soudables : U_n : 40 V (1,5 pF à 1 nF), 100 V (1,5 pF à 470 pF), classe CB, Tol : ± 1 %, ± 2 %, ± 5 %, ± 10 %.

Groupe II : T : −55 à +125 °C : U_n : 25 V (680 pF à 0,68 µF), 40 V (680 pF à 0,39 µF), 63 V (100 pF à 0,33 µF), 100 V (100 pF à 0,18 µF), classe C 1, Tol : ± 10 %, ± 20 %.

T : −55 à +85 °C : U_n : 25 V (2 200 pF à 2,2 µF), 40 V (2 200 pF à 1,5 µF), 63 V (330 pF à 1 µF), 100 V (330 pF à 0,47 µF) classe E 2, Tol : ± 20 %, −20 % +80 %.

Les dimensions de ces pavés nus sont comprises entre : 1,25 L × 1 l × ⩽ 1 e (mm) et 7,6 L × 7,6 l × ⩽ 2 (mm), les parties soudables aux deux extrémités ont une largeur de 0,2 à 0,5 mm (norme NF C 93 133).

Recommandations pour la soudure des condensateurs multicouches nus

En version standard la métallisation des extrémités de ces condensateurs est effectuée avec un alliage *argent-palladium*, sous une épaisseur de 10 µm. L'addition de palladium stabilise les électrodes contre la corrosion, améliore leur liaison avec les sorties, réduit la migration de l'argent sous l'influence de la tension appliquée et diminue sa solubilité dans l'étain.

Ces condensateurs peuvent également être livrés avec un *étamage* de cette métallisation. Si l'étamage est réalisé par l'utilisateur, il y a lieu de suivre le processus suivant :

— nettoyer le pavé au fréon si possible à chaud et en présence d'ultra-sons,
— tremper le pavé dans un flux non acide à 60 °C (colophane dissoute dans l'alcool isopropylique) pendant au moins 1 mn,
— l'immerger dans le bain de soudure progressivement (2 mm/s) pendant 4 à 10 s, selon sa taille (Sn 62 % Pb 36 % Ag 2 % à 235 °C).
— le sortir du bain progressivement et le déposer sur une plaque d'amiante à 60 °C pendant au moins 1 mn,
— le nettoyer au fréon, si possible en présence d'ultra-sons.

Le report du condensateur sur le substrat du circuit en couche épaisse ou en couche mince nécessite certaines précautions; le report par refonte d'étain est le plus courant. Le coefficient de dilatation thermique du substrat doit être voisin de celui de la céramique; les substrats comportant plus de 80 % d'alumine conviennent.

La forme des plages métalliques du substrat doit permettre l'autocentrage des pavés par les forces capillaires au moment de la fusion et la formation correcte des congés de soudure; le débord autour du pavé est compris entre 0,2 et 0,25 mm.

Il est recommandé de protéger le circuit par une épargne (verre ou plastique) de telle sorte que les surfaces à étamer soient localisées.

Puis, le substrat est étamé en suivant le processus décrit.

Après un nouveau nettoyage du substrat et du ou des pavés, ces derniers sont positionnés à leur place sur le substrat; ils sont maintenus par un masque métallique, ou par un flux de colophane jouant le rôle de colle.

L'ensemble est chauffé progressivement sur la bande d'un four de passage. La montée en température est réglée entre 100 et 120 °C par minute. Le temps de fusion doit être inférieur à 10 s. La vitesse de descente en température est de 70 °C/mn. Après refroidissement nettoyer le circuit dans un solvant convenable.

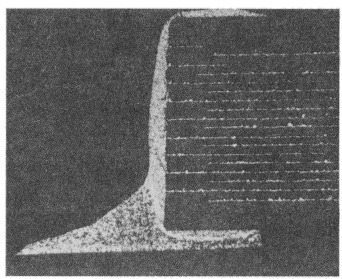


Fig. 4-49. — Fixation d'un condensateur multicouche nu sur le substrat d'un circuit hybride à couche épaisse par refusion d'étain ***(cliché Vitramon).***

La figure 4-49 montre la refonte d'étain qui unit l'étamage du substrat et celui du pavé; le contact avec les électrodes est excellent. Il s'agit d'un pavé *Vitramon* à l'échelle 100.

Cette fixation par la soudure Sn 62 % Pb 36 % Ag 2 % forme une liaison tendre avec le substrat ce qui permet une certaine différence de dilatation entre le condensateur et le substrat; on évite ainsi la formation de contraintes qui risqueraient de provoquer des ruptures dans le diélectrique.

7.7. Les caractéristiques des condensateurs de puissance

Le choix d'un condensateur devant dissiper une forte puissance réactive exige un examen de ses conditions d'emploi : tension, puissance réactive et intensité.

Tension

On doit prendre simultanément en considération : la tension continue et la tension de crête H.F. superposée. Leur somme doit être inférieure à la tension nominale du condensateur.

Puissance réactive

La puissance réactive maximale pour chaque modèle correspond à un échauffement de 30 °C ou de 45 °C, au-dessus d'une ambiance de 30 °C, lorsque le condensateur est à l'air libre et refroidi par convection naturelle.

$$W_r = U^2 C \omega = \frac{I^2}{C \omega}$$

La variation de W_r en fonction de la fréquence comporte trois zones principales (fig. 4-50.

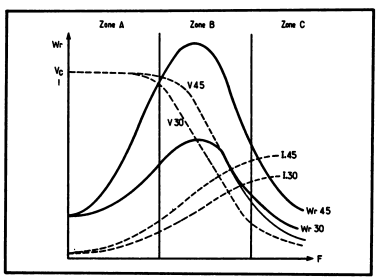


Fig. 4-50. — Courbes schématiques pour la détermination de Wr, V et I à ne pas dépasser en fonction de la fréquence pour un échauffement de 30 °C ou 45 °C.

— *Fréquences basses < 1 MHz :* la limitation provient de la tension maximale admissible par le condensateur et W_r croît avec la fréquence.

— *Fréquences élevées > 10 MHz :* la limitation est provoquée par l'échauffement produit par l'intensité traversante et W_r est inversement proportionnel à la fréquence.

— *Fréquences intermédiaires :* la limitation est principalement produite par les pertes diélectriques; W_r est constante et indépendante de la fréquence. Sa valeur est maximale.

Les causes internes de ces échauffements sont de deux ordres :

— les pertes diélectriques proportionnelles à la puissance réactive à la fréquence considérée; c'est une puissance active :

$$W_a 1 = \operatorname{tg} \delta \, W_r.$$

Ces pertes sont transformées en chaleur dans le diélectrique et évacuées par les électrodes et par les conducteurs;

— les pertes par effet Joule qui apparaissent dans les armatures et les connexions aux fréquences élevées et qui deviennent alors prépondérantes :

$$W_a 2 = R I^2 = R C \omega W_r$$

Ces calories sont évacuées par convection à la surface des électrodes.

Intensité

Chaque fabricant donne pour chaque modèle l'intensité H.F. à ne pas dépasser.

Fréquences élevées

Les diélectriques utilisés conservent leurs propriétés au-delà de 1 GHz. Toutefois la self-inductance des connexions associée à la capacité du condensateur entraîne une limitation aux fréquences proches de la résonance.

Cette fréquence dépend essentiellement du montage et ne peut être donnée dans les caractéristiques.

Détermination des paramètres

Au cas où l'un des trois paramètres indispensables n'est pas connu on peut le déterminer par le calcul au moyen des formules suivantes : (signal sinusoïdal)

Tension : $U = \frac{W_r}{I} = \frac{I}{C \omega} = \sqrt{\frac{W_r}{C \omega}}$

Intensité : $I = \sqrt{C \omega W_r} = U C \omega$

Puissance réactive : $W_r = U^2 C \omega = \frac{I^2}{C \omega}$

7.8. Les différents modèles de condensateurs de puissance des groupes I et II (gammes L.C.C. et C.G.E.C.)

Condensateurs haute tension « pastille » moulés époxy

Groupe II : découplage, diviseur de tension capacitif 50 Hz C_n : 250 pF à 3 nF (−20 +50 %). U_{eff} 50 Hz : 15 et 20 kV. tg $\delta = < 100 . 10^{-4}$.

Utilisation en haute tension continue : C_n : 470 pF à 5 nF (−20 +50 %) U = : 16 et 20 kV. tg δ : $< 300 . 10^{-4}$.

Condensateurs haute tension « bâtonnet » non protégé

Groupe II : diviseur 50 Hz : C_n : 100 à 250 pF (± 20 %) U_{eff} 50 Hz : 8 et 15 kV. tg δ : $< 100 . 10^{-4}$.

Condensateurs haute tension « disque » enrobés.

Groupe II : pour haute tension continue. C_n : 470 pF à 10 nF (−20 +50 %). U = : 12,5 kV. tg $\delta < 300 . 10^{-4}$.

Ensemble multiplicateur de tension en montage « cascade » non protégé, pour faible débit. C_n : 120 ou 250 pF (± 20 %) par élément. U = : 8kV par élément. tg $\delta < 200 . 10^{-4}$. Exemple : 14 condensateurs de 120 pF et 14 diodes donnent 100 kV.

Condensateurs haute tension « multicouche » miniatures.

Groupe I : pour circuits miniaturisés, sorties par rubans.
C_n : 100 à 1 200 pF ($\pm$ 5 % $\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). $U_n = 2$ kV. $\operatorname{tg}\delta < 10 . 10^{-4}$.

Condensateurs de puissance « assiette ».

C'est un disque de céramique épais dont les bords ont été profilés pour augmenter la distance entre les électrodes et éviter les contournements et les effluves (fig. 4-51). Les bornes, de grandes dimensions, sont soudées sur les électrodes.

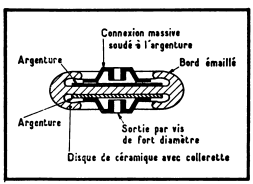


Fig. 4-51. — Condensateur assiette de puissance.

La hauteur des bornes dépasse celle de la collerette, afin de pouvoir brancher ces condensateurs en série, si cela est nécessaire. De par leur forme et leur construction, ils offrent une résistance série négligeable et ils peuvent être employés à des fréquences très élevées.

La puissance réactive qu'ils peuvent absorber est limitée uniquement par la température de la céramique (max. 105 °C). S'ils sont refroidis par un courant d'air forcé, la puissance admissible peut être augmentée de trois à cinq fois. Des dispositifs de sécurité doivent être prévus en cas d'arrêt de la ventilation.

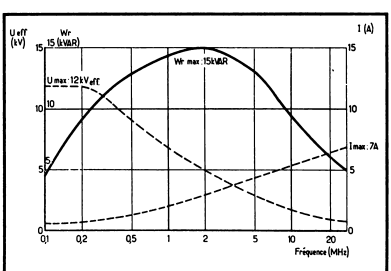


Fig. 4-52. — Courbes de fonctionnement d'un condensateur assiette de puissance (50 pF C.G.E.C.).

De même la tension maximale ne doit pas être dépassée. Cependant, il existe des condensateurs prévus pour être immergés dans l'huile minérale, ce qui permet de multiplier par 5 ou par 10, selon les modèles, la tension de service maximale dans l'air. Le refroidissement dans l'huile est d'environ 3 W/dm².

La figure 4-52 donne les courbes d'utilisation pour un condensateur de 50 pF sous 12 kV efficaces, 15 kVAR et 12 A maximaux.

Condensateurs « assiette » de faible puissance réactive

Groupe I : C_n : 4,7 à 470 pF ($\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 1,5 à 17* kV. I.H.F. : 5 à 40* A. W_{rn} : 1,5 à 22* kVAR. tg δ : < 5 à $< 20 \cdot 10^{-4}$.
* Prévu pour fonctionner dans l'huile avec les caractéristiques indiquées.

Groupe II : C_n : 1 à 22 nF (-20 $+40$ %). U_n : 2,5 à 5 kV. I.H.F. : 1 à 35 A. W_{rn} : 0,25 à 1 kVAR. tg δ : $< 300 \cdot 10^{-4}$.

Condensateurs « assiette » de moyenne puissance réactive

Groupe I : C_n : 5,6 pF à 3 nF ($\pm$ 5 % $\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 5 à 15 kV. I.H.F. : 5 à 20 A. W_{rn} : 4 à 75 kVAR. tg δ : < 5 à $< 20 \cdot 10^{-4}$.

Condensateurs de puissance en « tube »

Le tube est épais et de dimensions importantes (fig. 4-53). Ses extrémités sont terminées par des bords profilés destinés à augmenter la longueur des lignes de force entre les armatures et pour éviter les contournements et les effluves. L'armature extérieure est reliée à la masse par un collier qui sert également à fixer le condensateur.

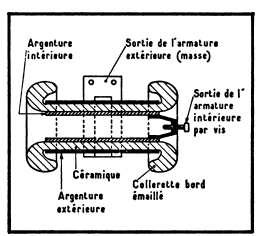


Fig. 4-53. — Constitution schématique d'un condensateur tubulaire de puissance.

L'argenture intérieure aboutit à une borne de grande dimension placée à une extrémité du tube. Il ne s'agit, ici, que de matériel professionnel précis et bien protégé.

La puissance réactive et l'intensité efficace maximales varient en fonction de la fréquence. Les constructeurs publient une courbe pour chacun de leurs modèles.

Il existe des modèles à refroidissement par air ou par eau.

Condensateurs « tube » de puissance moyenne, non isolés

Groupe I : C_n : 120 pF à 4,7 nF ($\pm$ 5 % $\pm$ 10 %). U_n : 6 à 8,5 kV. I_{eff} : 25 à 50 A. W_{rn} : 35 à 180 kVAR. tg δ : $< 5 \cdot 10^{-4}$.

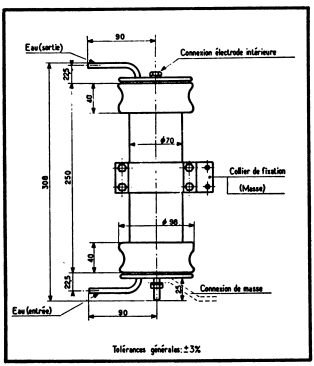


Fig. 4-54. — Condensateur tubulaire de puissance refroidi à l'eau (C.G.E.C.).

Condensateurs « tube » de forte puissance, non isolés

Groupe I : C_n : 330 et 500 pF ($\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 12 kV. I_{eff} : 65 A. W_{rn} : 300 kVAR. C_n : 1 500 et 2 200 pF ($\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 18 kV. I_{eff} : 65 et 72 A. W_{rn} : 350 et 375 kVAR jusqu'à : C_n : 4 nF ($\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 20 kV. I_{eff} : 60 A. W_{rn} : 275 kVAR. Fréquence de résonance entre 20 et 40 MHz.

— Avec ventilation intérieure à la vitesse de 3 m/s d'air : C_n : 2 200 pF ($\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 18 kV. I_{eff} : 70 A. W_{rn} : 600 kVAR jusqu'à C_n : 8 nF ($\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 12 kV. I_{eff} : 150 A. W_{rn} : 1 000 kVAR.

— Avec refroidissement par eau, isolés : débit d'eau entre 1 et 4 l/mn, sous une pression de 5 bars; la température maximale de l'eau à la sortie est de 60 °C. Elle doit être traitée pour éviter tout dépôt; la circulation en circuit fermé est conseillée.

— *Modèles L.C.C.* : C_n : 1 et 4 nF ($\pm$ 10 % $\pm$ 20 %). U_n : 20 kV. I_{eff} : 100 à 250 A. W_{rn} : 1 500 à 3 500 kVAR.

Modèle C.G.E.C. : C_n : 5 nF ($\pm$ 10 %). U_n : 12 kV. I_{eff} : 260 A. W_{rn} : 2 500 kVAR. Les courbes d'utilisations sont données sur la figure 4-55.

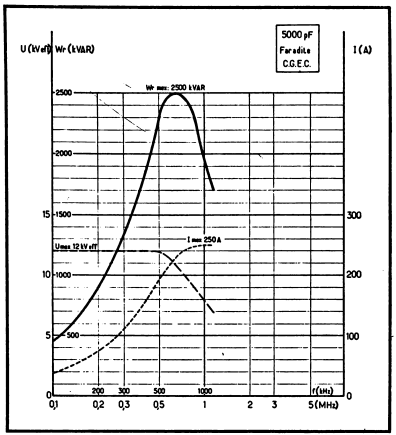


Fig. 4-55. — Courbes d'utilisation du condensateur de puissance de 5 nF (C.G.E.C.).

8. LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES A L'ALUMINIUM

8.1. Le principe

Lorsqu'on réunit une source à deux électrodes d'aluminium placées dans une éprouvette remplie d'une solution d'acide borique, on réalise un condensateur électrolytique (fig. 4-56). Un courant assez intense prend naissance

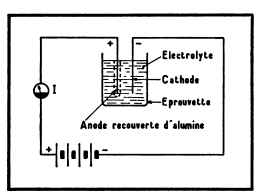


Fig. 4-56. — Schéma de la formation d'un condensateur électrolytique.

dans le circuit. L'électrolyse de la solution d'acide borique détermine l'apparition d'ions d'oxygène sur l'anode qui s'oxyde. Une couche très mince d'alumine (Al_2O_3) se dépose sur l'anode d'une façon régulière. L'épaisseur est fonction de la tension de la source. Le courant dans le circuit diminue progressivement et devient inférieur à 1 mA. Si on augmente la tension de la source, le courant croît à nouveau, l'épaisseur de la couche d'alumine augmente, puis le courant redevient très faible.

Il s'est donc créé un condensateur dont l'armature positive est constituée par l'anode; le diélectrique c'est l'alumine, et la seconde électrode est formée par l'électrolyte et par la cathode. Il ne faut pas commettre l'erreur qui consiste à croire que c'est l'électrolyte qui est le diélectrique. Notons, de plus, qu'il s'agit d'un condensateur polarisé.

L'alumine est un très bon isolant qui possède une constante diélectrique de 9. Il est utilisable sous de très faibles épaisseurs, ce qui permet d'obtenir de fortes capacités pour de faibles surfaces d'électrodes. On compte 10^{-7} cm/V de tension de formation, ce qui donne 0,7 μm pour une tension de service de 500 V et 0,01 μm pour 6 V.

8.2. La fabrication des condensateurs à électrolyte liquide

Sommaire :

La fabrication ressemble à celle des condensateurs au papier. On bobine ensemble (fig. 4-57) :

- *l'anode* constituée par une bande d'aluminium très pur (99,99 %) déjà recouverte d'une couche d'alumine d'épaisseur convenable en fonction de la tension de service,
- *le séparateur*, c'est-à-dire au moins deux bandes de papier spécial imprégné d'électrolyte isolant l'anode et la cathode,
- *la cathode* constituée par une bande d'aluminium de même pureté, mais plus mince et non traitée. On voit que pour fabriquer les différents types de condensateurs qui vont être exposés, on ne peut jouer que sur les caractéristiques du papier, de l'électrolyte, de l'étanchéité du boîtier et sur l'extrême pureté de tous les produits employés.

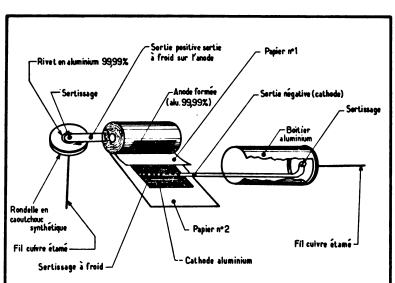


Fig. 4-57. — Fabrication d'un condensateur électrolytique moderne.

LE PAPIER SPÉCIAL

Deux qualités de papier sont possibles : le papier « chiffon », avec des pâtes de coton blanc très bien lavées pour éliminer le chlore, et le papier « kraft », à la pâte de bois écru comme pour les condensateurs au papier. Leur épaisseur est plus importante que pour ces derniers, elle est comprise entre 30 et 90 μm.

Leur pouvoir absorbant et leur densité sont fonction de la tension de service du condensateur à fabriquer. La gamme proposée par les *Papeteries Bulloré* est la suivante :

Kraft S : pour condensateurs haute tension, peu absorbant, densité 0,57 à 0,5 épaisseur : 30 à 60 μm. Au-dessus de 300 V s'utilise seul ou associé au type A.

Chiffon S : pour condensateurs au-dessus de 300 V, épaisseur : 40 à 50 μm.

Kraft M : pour usage général, condensateurs entre 50 V et 300 V, absorption moyenne, densité 0,5, épaisseur : 30 à 60 μm.

Kraft A : pour condensateurs basse tension, absorbant, densité 0,45 à 0,47, épaisseur : 30 à 75 μm; s'emploie pour les condensateurs haute tension avec une épaisseur de papier de renfort (R).

Chiffon A : pour condensateurs basse tension, au-dessous de 300 V, absorbant, épaisseur 50 à 60 μm.

Kraft T : pour condensateurs très basse tension ou à faible impédance, très absorbant, densité 0,36, épaisseur 60 à 75 μm; s'utilise pour les condensateurs moyenne tension avec une épaisseur de papier de renfort (R).

Kraft R : papier de renfort, non absorbant, densité 0,8, épaisseur 12 à 25 μm; s'emploie comme couche supplémentaire avec les papiers A ou T.

MCK30 : papier, mince, très absorbant et très résistant du point de vue mécanique, pour condensateurs basse tension, densité 0,47, épaisseur 30 μm.
Chanvre de Manille : remplace les papiers A et M, existe en deux variantes :
— basse et moyenne tension, densité 0,45, épaisseur 50 à 90 μm;
— très basse tension, densité 0,30; épaisseur 50 à 75 μm.

Préparation de l'anode

L'anode peut être une bande d'aluminium pur oxydée. C'était le cas pour les condensateurs dits « à anode lisse » dont la fabrication a pratiquement cessé.

Pour diminuer le volume des condensateurs, il faut chercher à augmenter la surface de l'anode sans toucher à son volume. Par un procédé chimique, on grave profondément l'anode de 100 à 120 μm d'épaisseur; on multiplie ainsi sa surface par 15 environ (fig. 4-58). On vérifie que la gravure est complète en posant une goutte d'encre sur la bande; elle doit la traverser par porosité.

La bande d'aluminium gravée, parfaitement propre et dégraissée passe dans les cuves de formation. L'électrolyte peut contenir un ou plusieurs des acides suivants : acide citrique, acide tartrique, acide borique. Le plus souvent on adopte un mélange d'eau distillée, d'acide borique et de borate de sodium ou d'ammonium.

Le rouleau d'aluminium est placé sur un support métallique isolé et relié au pôle positif d'une alimentation de tension variable. Le pôle négatif est relié à la cuve. La bande traverse au moins deux cuves remplies d'électrolyte chaud (60 à 70 °C) et portées à des tensions croissantes. Il faut, en effet, que l'alumine se forme progressivement et sans échauffement excessif, provoqué par un courant trop important.

Pour les condensateurs basse tension la couche d'alumine est très mince et ne comble que les plus fines gravures de l'anode, le gain en surface de la bande est compris entre 10 et 12. Pour les condensateurs moyenne tension le gain est d'environ de 8 et il est encore de 6 pour les condensateurs haute tension (450-500 V), car la couche d'alumine plus épaisse obstrue de plus en plus les gravures (fig. 4-58).

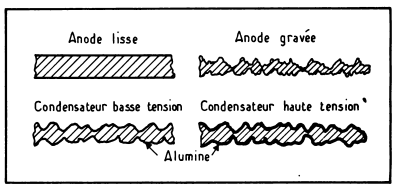


Fig. 4-58. — Constitution schématique d'une anode gravée par rapport à une anode lisse.

La tension de formation est légèrement supérieure à la tension maximale d'essai du condensateur pour tenir compte de la chute de tension dans l'électrolyte et d'une marge de sécurité indispensable. En effet, le courant de fuite croît très rapidement lorsque la tension appliquée aux bornes du condensateur dépasse la tension de service. Cette marge est comprise entre 12 et 15 % pour les condensateurs basse tension et entre 8 et 10 % pour les condensateurs haute tension.

La tension de formation ne peut dépasser 600 à 650 V, car au-dessus, une scintillation prend naissance. Ce sont des arcs minuscules de disruption de l'alumine. Ce phénomène constitue une limitation physique absolue de ce type de condensateur. De ce fait, la tension de service maximale est limitée à 500 V.

Après la formation, l'anode gravée est séchée, contrôlée et placée à l'abri de toute contamination en attendant son utilisation.

Bobinage

L'anode formée, les papiers séparateurs et la cathode sont bobinés ensemble sur des machines automatiques. Les sorties sont serties par compression à froid ou par ultra-sons sur les deux électrodes. Le procédé adopté doit être parfaitement mis au point de façon que le contact d'anode se fasse sur l'aluminium et non seulement sur l'alumine. On obtient, ainsi, une faible résistance série des connexions. Souvent la sortie cathode est prévue du côté opposé à celle de l'anode. Parfois, la cathode est réunie au boîtier métallique généralement en aluminium.

Les condensateurs spéciaux devant présenter une faible résistance série et très peu d'inductance possèdent plusieurs sorties pour chacune des électrodes. Cependant, par suite de la couche d'alumine de l'anode, ces contacts sont délicats à établir. La figure 4-59 donne le détail des sorties d'un condensateur pour alimentation à découpage, série 106-3 de *R.T.C.*

Imprégnation

Le condensateur bobiné et monté dans son boîtier, non fermé, doit être imprégné avec l'électrolyte approprié pour obtenir les caractéristiques désirées du condensateur terminé.

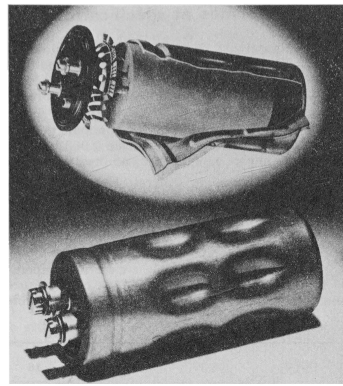


Fig. 4-59. — Technologie de fabrication d'un condensateur pour alimentation à découpage (*série 106-3 R.T.C.*).

La composition de ces divers électrolytes est gardée rigoureusement secrète par les fabricants.

L'électrolyte doit être suffisamment fluide pour atteindre les fines gravures de l'anode, il ne doit pas sécher dans le temps, il doit avoir une faible résistivité pour diminuer la résistance série, il doit être très oxydant pour reformer les petites ruptures de l'alumine, il doit être capable d'absorber les impuretés dégagées par l'aluminium et être très stable en fonction de la température. On voit que son étude est fort complexe.

Ces électrolytes sont à base d'acides faibles, de grande pureté, assez fluides et de basse viscosité. On peut penser qu'ils contiennent du glycol, de l'acide borique et/ou du borate d'ammonium, mélangés à plusieurs autres produits.

L'imprégnation est conduite comme pour les condensateurs au papier. Après un séchage soigné en étuve, elle est effectuée à chaud (100 °C à 120 °C) dans une cuve sous vide.

Finition et essais

Le boîtier est ensuite fermé par une rondelle de néopréne ou de céramique sertie à une, ou aux deux extrémités du tube d'aluminium, selon la disposition des sorties. La qualité de cette obturation est primordiale pour la durée de vie du condensateur.

Un point de rupture est prévu pour évacuer les gaz qui pourraient se former si le condensateur est nettement surchargé en tension, occasionnant un courant de fuite exagéré. On évite ainsi l'explosion du condensateur.

Les condensateurs sont soumis à une post formation sous tension pendant plusieurs jours de façon à restaurer l'alumine qui aurait pu être abîmée pendant les différentes étapes de leur fabrication. On amène ainsi le condensateur à la valeur voulue de son courant de fuite.

Après un contrôle de leurs caractéristiques, les condensateurs sont marqués et emballés.

8.3. Les normes et spécifications

Condensateurs électrolytiques à l'aluminium à électrolyte liquide : U.T.E. NF C 93 110-93 111 en voie de modification pour être conforme aux normes C.E.C.C. 30.300 - 30.301 - 30.302. U.T.E. NF C 83 110. C.E.I. 68.103.384.

Ces normes donnent un certain nombre de définitions :

• **Type I :** longue durée de vie. Essai d'endurance à la température maximale d'emploi et sous la tension nominale pendant : I : 2 000 h; I 1 : 5 000 h; I 2 : 10 000 h (83110). Cet essai de 2 000 h correspond à une durée de vie en utilisation normale, à 60 °C, comprise entre 50 0000 h et 200 000 h.

• **Type II :** usage général. Essai d'endurance comme pour le type I, mais seulement pendant 1 000 h, soit une durée de vie en utilisation normale, à 60 °C d'environ 20 000 h.

• **Température maximale d'emploi :** c'est la température maximale pour laquelle le condensateur supporte l'essai d'endurance de son type.

• **Température minimale :** c'est la température pour laquelle la valeur de l'impédance à 100 Hz est X fois celle mesurée à 20 °C. Le facteur X est fonction de la tension de service, selon le tableau :

U_n (V)	6,3	10	16	25 à 160	> 160
X =	5	4	4	3	6

• **Classes de température normalisées :**

−25 à +70 °C, −25 à +85 °C, −40 à 85 °C, −55 à +85 °C, −55 à +125 °C.

• **Courant de fuite maximal :**

Type I :

$U_n < 63$ V et $C_n . U_n < 1\,000$: $I_f = 0{,}01\ C_n . U_n$ ou 1 µA
$U_n < 63$ V et $C_n . U_n > 1\,000$: $I_f = 0{,}006\ C_n . U_n$ ou 4 µA
$63\ V < U_n < 100$ V : $I_f = 0{,}01\ C_n . U_n$ ou 5 µA
$U_n = 160$ V : $I_f = 0{,}016\ C_n . U_n$ ou 8 µA
$U_n > 200$ V : $I_f = 0{,}025\ C_n . U_n$ ou 12 µA

• **Tangente de l'angle de pertes**

Type pour U_n (V)	I	II	I	II	I	II	I	II
	≤10		16 . 25		40 . 63		>63	
$C_n <$ 470 µF	0,24	0,35	0,19	0,30	0,13	0,20	0,13	0,15
470 < $C_n <$ 4 700 µF	0,31	0,50	0,22	0,35	0,22	0,25	0,20	0,22
4 700 < $C_n <$ 15 000 µF	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50
15 000 < $C_n <$ 47 000 µF	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95		
47 000 < $C_n <$ 150 000 µF	1,25	1,25	1,25	1,25				

Type II :

$C_n \cdot U_n \leq 1\,000$: $I_f = 0{,}05\ C_n \cdot U_n$ ou $5\ \mu A$
$C_n \cdot U_n > 1\,000$: $I_f = 0{,}03\ C_n \cdot U_n + 20\ \mu A$
C_n : en μF, U_n : en V (la plus grande des deux valeurs)

• **Tensions normalisées :**

Basses tensions : $U_n = 4$ V, 6,3 V, 10 V, 16 V, 25 V, 40 V, 63 V.
Hautes tensions : $U_n = 100$ V, 160 V, 250 V, 315 à 350 V, 400 V, 500 V.
soit une série R 5 avec quelques différences en haute-tension.
La tension maximale Up est supérieure à U_n de 15 % à 20 %, selon les modèles.

• **Gamme des capacités :** en principe = série E 6, cependant il existe de nombreuses divergences. En effet, le fabricant dispose d'un certain nombre de boîtiers dont chacun contient un certain nombre de μC, soit $U_n \times C$.

Soit par exemple ; le plus petit contient 500 μC : c'est-à-dire : 47 $\mu F \times 10$ V ou 33 $\mu F \times 16$ V ou 6,8 $\mu F \times 63$ V ; le plus grand contient 25 000 μC : c'est-à-dire : 2 200 $\mu F \times 10$ V ou 1 000 $\mu F \times 25$ V ou 330 $\mu F \times 63$ V.

Les produits ne donnent pas exactement la même énergie, car il faut tenir compte, dans toute la mesure du possible, des valeurs normalisées et de la tolérance standard : -10 $+50$ %.

Le rendement volumique est passé en quelques années de 2 500 à 4 000 $\mu C/cm^3$, il semble possible d'atteindre 6 000 $\mu C/cm^3$.

Normes DIN

DIN 41240 : condensateurs type I.
DIN 41332 : condensateurs type II.

L'Allemagne et les pays de l'Est en particulier exigent le respect de ces normes qui apportent des précisions surtout en ce qui concerne la variation de l'impédance en fonction de la fréquence et de la température. De plus, les dimensions imposées sont différentes de celles existant auparavant en France et d'origine U.S.A. On rencontre donc en France des séries d'origine U.S.A. et Japon, ainsi que des séries aux dimensions DIN qui sont maintenant retenues par les normes françaises.

8.4. Les caractéristiques générales

Variation de l'impédance en fonction de la fréquence et détermination de la résistance série

Si le condensateur était parfait l'impédance en fonction de la fréquence est donnée par :

$$Z = \frac{1}{C\omega}$$

Cette formule se traduit par une droite sur un papier log-log à même échelle en abcisse et en ordonnée.

Le condensateur réel en alternatif a une impédance :

$$Z = \sqrt{\left(\frac{1}{C\omega} - L\omega\right)^2 + R_s^2}$$

Z en ohm, C en farad, $\omega = 2\pi f$, L en heury, R_s : résistance série en ohm. On obtient la courbe de la figure 4-60.

On décompose cette courbe en plusieurs zones :

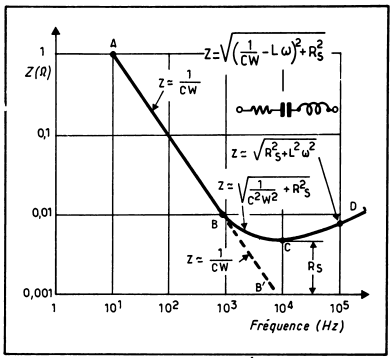


Fig. 4-60. — Variation de l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence (SIC-SAFCO).

Zone AB : cette droite montre que l'impédance est capacitive et que la résistance série est négligeable pour le calcul de l'impédance :

$$Z \simeq \frac{1}{C\omega}$$

Zone BC : la courbe marque un arrondi se terminant parallèlement à l'axe des fréquences. L'impédance du condensateur est alors sensiblement :

$$Z \simeq \sqrt{R_s^2 + L^2\omega^2}$$

Au point C la fonction marque un point de rebroussement; la dérivée qui était négative, devient nulle et change de sens. Elle devient positive dans la zone CD.

Au point C l'impédance :

$$Z = R_s$$

On mesure donc à la résonance la résistance série.

Zone CD : la dérivée est maintenant positive et $L\omega$ est plus grand que $\frac{1}{C\omega}$ qui est négligeable. On mesure en fait :

$$Z = \sqrt{R_s^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$$

Dans un condensateur électrolytique R_s dépend :

— du papier utilisé,
— de l'électrolyte,
— de la surface de l'anode.

C'est cette recherche qui a permis d'améliorer grandement ces condensateurs au cours des dernières années.

La figure 4-61 donne la variation de la résistance série en fonction de la longueur de bande bobinée.

$$R_s = R_b + R_l + \frac{K}{S}$$

R_b : résistance des bornes, R_l : résistance des connexions, K : coefficient tenant compte de la résistance de l'électrolyte et du papier, S : surface des armatures en regard. Sur la figure L : longueur optimale de la bande pour minimiser la résistance série ($\sim$ = 1,50 m). Cette courbe met en évidence la nécessité :

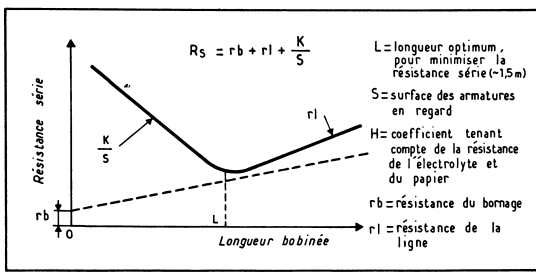

Rs = rb + rl + K/S
L = longueur optimum, pour minimiser la résistance série (~1,5 m)
S = surface des armatures en regard
H = coefficient tenant compte de la résistance de l'électrolyte et du papier
rb = résistance du bornage
rl = résistance de la ligne
Résistance série
K/S
rl
rb
0
L
Longueur bobinée

Fig. 4-61. — Variation de la résistance série en fonction de la longueur bobinée (SIC-SAFCO).

— pour les petits modèles $\varnothing < 25$ mm d'agir sur $\frac{K}{S}$ (zone OL),

— pour des capacités supérieures à celles réalisables avec des longueurs L, de prévoir plusieurs bobinages en parallèle,

— pour tous, l'emploi de plusieurs connexions de sortie.

La courbe de la figure 4-60 permet également de déterminer la fréquence maximale d'utilisation d'un condensateur. Certains petits modèles atteignent maintenant 100 kHz.

Détermination des courants alternatifs admissibles

La puissance dissipée dans un condensateur est :

$$W = R_s \cdot I^2$$

W : puissance dissipée (W), R_s : résistance série (Ω), I : intensité du courant alternatif à 100 Hz (A).

W est la puissance admissible dans un boîtier pour avoir une élévation de température ($\Delta\theta$) donnée pour une température ambiante fixée à l'avance.

Pour un même boîtier W est constant et dépend du nombre de W/cm² admissible pour une élévation de température donnée.

$$W = K.S.\theta$$

K : W/cm² pour 1 °C d'élévation de température interne,
S : surface de dissipation du boîtier (cm²), latérale et fond,
θ : élévation de température interne.

$$K\theta(mW/cm^2) = \frac{W}{S}$$

La température interne des boîtiers est donnée par :

$$\theta i = \theta a + (\theta p - \theta a)\, X$$

θi : température interne, θa : température ambiante, θp : température des parois, X : coefficient variable selon le boîtier.

ø du boîtier (mm)	X
10	1,20
15	1,25
20	1,30
25	1,40
30	1,50
35	1,60
51,5	1,83
66,5	2,00
72,5	2,10
77	2,20

Le courant maximal admissible selon la température réelle de fonctionnement par rapport à celui indiqué pour la température maximale de la catégorie est donné sur la figure 4-62. On voit qu'un condensateur de la classe 85 °C admet une intensité multipliée par 2,8 à 50 °C et qu'un modèle 125 °C à 50 °C admet 4 fois l'intensité nominale à 100 Hz.

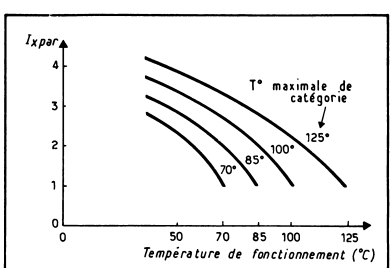


Fig. 4-62. — Courant maximal admissible en fonction de la température réelle de fonctionnement par rapport à la température maximale de la catégorie du condensateur (SIC-SAFCO).

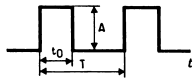
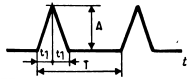
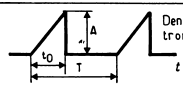
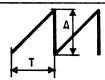
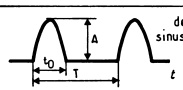
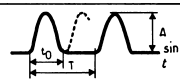
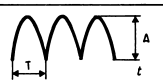
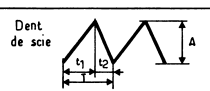
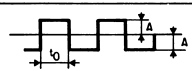
Fonction	Valeur moyenne	Valeur efficace
	$Am = A\left(\frac{t_0}{T}\right)$	$Aef = A\sqrt{\frac{t_0}{T}}$
	$Am = A\frac{t_0}{T}$	$Aef = A\sqrt{\frac{2t_1}{3T}}$
	$Am = \frac{A}{2}\frac{t_0}{T}$	$Aef = A\sqrt{\frac{t_0}{3T}}$
	$Am = \frac{A}{2}$	$Aef = \frac{A}{\sqrt{3}}$
	$Am = \frac{2A}{\pi}\frac{t_0}{T}$	$Aef = A\sqrt{\frac{t_0}{2T}}$
	$Am = \frac{A}{2}\frac{t_0}{T}$	$Aef = \frac{A}{2}\sqrt{\frac{3t_0}{2T}}$
	$Am = \frac{2}{\pi}A$	$Aef = \frac{A}{\sqrt{2}}$
	$Am = \frac{A}{2}$	$Aef = \frac{A}{\sqrt{3}}$
	$Am = 0$	$Aeff = A$

Fig. 4-63. — Valeur moyenne et valeur efficace pour un certain nombre de signaux pouvant être appliqués aux bornes d'un condensateur *(SIC-SAFCO)*.

Ces formules sont établies pour une tension sinusoïdale, mais souvent les signaux appliqués aux condensateurs ont une forme différente; c'est pourquoi il nous a paru intéressant de citer les formules donnant la valeur moyenne et la valeur efficace pour un certain nombre de courbes (fig. 4-63); la lettre A peut représenter, une tension ou une intensité.

Dérive de la capacité en fonction de la température

Condensateur type II, classe -25 à $+70$ °C : à -25 °C = -25 %, à $+70$ °C = $+15$ % par rapport à 20 °C.

Condensateur type I, classe -55 à $+85$ °C : à -55 °C = -15 %, à $+85$ °C = $+7{,}5$ % et classe -55 à $+125$ °C : à -55 °C = -15 %, à $+125$ °C = $+15$ %, par rapport à 20 °C.

On voit les grandes différences entre les condensateurs des types I et II.

Dérive de la capacité en fonction du temps et de la température

Température d'essai	Durée de l'essai sous U_n	
	5 000 H	10 000 H
70 °C	-2 à -5 %	-5 %
85 °C	-10 %	-15 %
95 °C	-15 %	-20 %

Stockage, sous une température maximale de 40 °C

U_n	Durée possible de stockage sans reformation
$U_n < 100$ V	Cinq ans
$100 < U_n < 300$ V . .	Trois ans
$U_n > 300$ V	Un ans

Évolution du courant de fuite lors du stockage d'un condensateur $U_n = 63$ V

C µF	Courant de fuite	
	sortie usine	après 6 mois à 1 an
1	2 µA	10 µA
1 000	70 µA	200 µA
22 000	700 µA	1 500 µA

Ces exemples ont été pris dans la gamme *SIC-SAFCO.*

8.5. Les différents modèles

Condensateurs usage général type II

Gammes de température : −25 à +70 °C, −25 à +85 °C, −40 à +85 °C, −55 à +85 °C.

La figure 4-64 donne les principales courbes relevées sur les condensateurs *CMF-SIC-SAFCO*; en *a* : variation de la résistance série et de la capacité en fonction de la température, entre −55 °C et +85 °C; en *b* : variation de la résistance série et de l'impédance en fonction de la fréquence pour un condensateur de 10 µF −160 V, entre −35 °C et +85 °C.

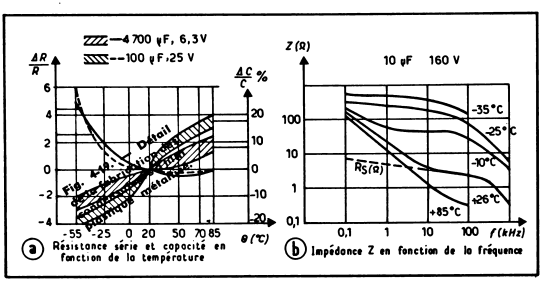


Fig. 4-64. — Caractéristiques des condensateurs type II CMF *(SIC-SAFCO).*

— séries basse tension : sous boîtier aluminium à sorties axiales ou radiales, pour insertion automatique respectivement par les machines d'origine U.S.A. et Japon.

Tensions de service (U_n) et gammes de capacité (C_n) : 6,3 V (100 µF à 10 000 µF) à 63 V (0,47 µF à 4 700 µF) et parfois 100 V (4,7 µF à 2 200 µF).

— Séries haute tension : sous boîtier aluminium à sorties axiales ou radiales : U_n : 160 V (2,2 µF à 220 µF) à 500 V (2,2 µF à 100 µF), sous 500 V, essai 1 000 H à +55 °C.

— Séries capacités importantes : en boîtier aluminium à fixation par vis ou par pattes, sorties à cosses à souder : U_n : 25 V (2 200 µF à 4 700 µF) à 500 V (8 µF à 100 µF).

Utilisations : liaison, découplage, filtrage, temporisation essentiellement jusqu'à 100 Hz et accessoirement jusqu'à 1 kHz.

Condensateurs type I pour hautes températures

Gamme de température : − 55 °C à +125 °C (essai de durée 2 000 h à 125 °C et sous U_n). Une technologie 175 °C est à l'étude qui permettrait

un essai de 2 000 h à 150 °C et de 5 000 h à 125 °C. Ces condensateurs sont étudiés pour des applications militaires. Pour tenir à cette température le rendement volumique a dû être réduit (360 à 1 060 μC/cm³. On estime que leur durée de vie de 2 000 h à 125 °C atteint 30 000 h à 85 °C et 200 000 h à 40 °C toujours sous U_n.

U_n (V)	C_n (μF)	I_{eff} à 100 Hz (A)		R_s (Ω)
		à 85 °C	à 125 °C	
• *Séries petit boîtier* (⌀ : 10 à 14,5 mm)				
6,3	220	0,23	0,06	
	1 000	0,73	0,18	
63	10	0,07	0,02	
	100	0,37	0,09	
100	6,8	0,05	0,01	
	47	0,21	0,05	
160	3,3	0,03	0,006	
	33	0,17	0,043	
• *Séries boîtiers à fils axiaux* (⌀ : 18 à 26 mm)				
6,3	2 200		0,85	0,2
	22 000		4,8	0,06
63	220		0,48	0,9
	2 200		2,7	0,15
100	100		0,32	2
	1 000		1,8	0,34
250	15		0,1	13
	100		0,45	2
• *Séries boîtiers à cosses ou à bornes* (⌀ : 49,5 à 114 mm)				
6,3	10 000	7,8	2,6	0,050
	150 000	32,1	10,7	0,013
63	1 200	4,9	1,65	0,12
	18 000	26,1	8,7	0,02
100	680	4,5	1,5	0,15
	10 000	25,5	8,5	0,02
250	150	0,75	0,25	0,53
	2 200	6,6	2,2	0,04

Note : Les courants indiqués sont des valeurs maximales qui correspondent à la durée de vie de la norme en service permanent. La résistance série est une valeur moyenne.

Les variations en fonction de la température de la capacité et de l'impédance pour les séries « petit boîtier » sont données sur les courbes de la figure 4-65.

Condensateurs type I à faible résistance série

Depuis l'apparition des transistors et surtout des thyristors les circuits présentent des vitesses de variation de courant $\left(\frac{dI}{dt}\right)$ beaucoup plus rapides

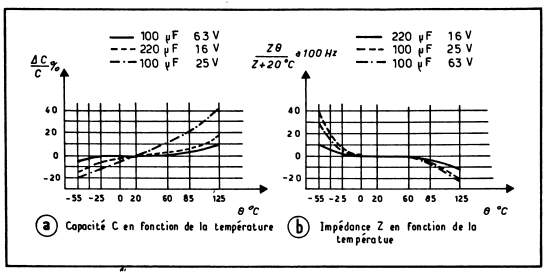


Fig. 4-65. — Variations en fonction de la température : (A) de la capacité; (B) de l'impédance; pour les condensateurs type I hautes températures (125 °C) *(SIC-SAFCO)*.

que celles obtenues par le passé avec des alimentations à valve ou à résistance interne élevée. L'augmentation de la puissance des alimentations, la nécessité d'obtenir un faible taux d'ondulation à des fréquences pouvant atteindre plusieurs dizaines de kilohertz, conduisent à réduire la résistance série des filtres.

U_n (V)	C_n (µF)	I_{eff} à 85 °C (A)		Z (mΩ)		R_s (mΩ) 100 Hz
		100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	
• *Séries petit boîtier* (⌀ : 10 à 14 mm) :						
6,3	100	0,135			1 500	
	1 000	0,73			150	
63	10	0,07			1 500	
	100	0,37			150	
100	6,8	0,045			1 500	
	22	0,12			350	
• *Séries boîtiers à fils axiaux* (⌀ : 18 à 26 mm)						
6,3	1 500	1,20		25		85
	4 700	2,15		9		25
63	150	0,75		145		215
	470	1,50		45		70
100	100	0,65		210		240
	330	1,35		63		70
• *Séries boîtiers à cosses ou à bornes* (⌀ : 36 à 77 mm)						
6,3	6 800	5,6	6,2	8,5		21
	100 000	52	57	1		1,5
63	680	3,8	4,3	26,5		47
	10 000	29	33	2,3		4,5
100	470	3,4	3,9	36,5		59
	6 800	27	31	3		5,5

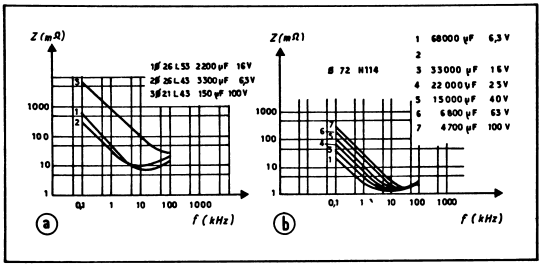


Fig. 4-66. — Variation de l'impédance en fonction de la fréquence pour des condensateurs à faible résistance série. (a) condensateurs en boîtiers de 26 mm de diamètre, (b) condensateurs en boîtiers de 72 mm de diamètre *(SIC-SAFCO)*.

Dans cet ordre d'idée, on sait le développement rapide des alimentations à découpage qui présentent les avantages suivants sur les alimentations classiques :

— rendement 75 % contre 35 à 40 %,
— masse plus réduite,
— miniaturisation plus facile.

Cependant elles nécessitent des circuits plus complexes et des composants plus performants. C'est ainsi que le condensateur de filtre doit pouvoir absorber un courant ondulé de plusieurs ampères, sous une fréquence atteignant 40 kHz et plus. Il doit donc présenter une très faible résistance série et une faible inductance. La photographie de la figure 4-59 montre un tel condensateur (série 106-3-*R.T.C.*); chacune des électrodes comporte quatre sorties court-circuitées. Ainsi, la résistance série peut aller de 1 mΩ pour un condensateur de 77 mm de diamètre à 100 mΩ pour un diamètre de 6,5 mm. L'inductance est de quelques nanohenrys en fonction des dimensions du boîtier.

Gamme de température : −55 °C à +85 °C; durée de vie : 5 000 h à 85 °C et 100 000 h à 40 °C; fréquence limite : entre 50 kHz et 100 kHz.

La figure 4-66 donne les courbes se rapportant aux condensateurs en boîtiers de 26 mm de diamètre (A) et de 72 mm de diamètre (B). Elles donnent la variation de l'impédance en fonction de la fréquence.

Condensateurs type I à très longue durée de vie

Ces condensateurs sont particulièrement robustes tant du point de vue mécanique qu'électrique. Ils présentent :

— un faible courant de fuite,
— des caractéristiques stables dans le temps,
— une capacité par unité de volume très élevée, d'où faible volume,
— une très longue durée de vie.

Pouvant être utilisés à −55 °C, ces condensateurs présentent une durée de vie supérieure à 15 000 h à +85 °C, soit 60 000 h à +70 °C et 200 000 h à 40 °C.

Utilisations : filtrage, découplage, liaison, circuits à constante de temps, temporisation, différenciation, intégration, impulsions.

U_n (V)	C_n (µF)	I_{eff} à 85 °C 100 Hz (A)	Z (mΩ) 1 kHz	R_s (mΩ) 100 Hz
• *Séries petit boîtier* (⌀ : 6,5 à 14 mm) : 800 à 1 900 µC/cm³.				
6,3	68	0,06	8 000	
	1 000	0,48	400	
63	4,7	0,03	8 000	
	100	0,27	400	
100	2,2	0,02	8 000	
	47	0,19	400	
• *Séries boîtiers à fils axiaux* (⌀ : 16 à 25 mm) : 1 600 à 5 100 µC/cm³.				
6,3	1 500	1	100	170
	22 000	4,8	25	30
63	150	0,75	230	320
	2 200	3,30	25	60
100	68	0,55	350	470
	1 000	2,80	25	30
250	22	0,15	2 000	5 070
	220	0,80	200	510
350	15	0,10	2 500	6 370
	150	0,70	250	640
• *Séries boîtiers à cosses ou à bornes* (⌀ : 36 à 145 mm) : 1 900 à 4 700 µC/cm³.				
6,3	15 000	5,1	26	29
	470 000	23	9	8,5
63	2 200	3,9	110	47
	47 000	18	14	13
100	1 000	3,5	130	58
	22 000	18	17	13
250	220	0,9	270	775
	4 700	10	40	45
	100	0,7	850	1 460
400	2 200	7,5	100	75

Condensateurs pour production d'éclairs lumineux (P 81 I.T.T.)

L'énergie que peut restituer un condensateur lors de sa décharge est 1/2 CU^2 en joules, lorsque C est en farad et U en volts.

Pour cet usage, il faut donc des condensateurs de forte valeur sous un faible volume; ils sont conçus pour subir des cycles de charge et décharge très rapides à une température ambiante pouvant dépasser 50 °C.

Ce sont des condensateurs à feuille d'anode très complètement gravée et d'une grande pureté. Les électrodes sont séparées par des feuilles de papier très résistantes, à forte densité et relativement minces. Ces condensateurs

supportent des courants de décharge, dont l'intensité de pointe atteint 200 A, soit une puissance instantanée de 80 kW.

Tensions de service : 330-360 V (C_n = 200 à 3 180 µF) et 500 V (C_n = 60 à 995 µF).

Température : −10 °C, +55 °C. Tolérance : −10 % +30 %. Charge : 5 000 µC/cm².

Condensateurs non polarisés, pour courant alternatif

Ils sont obtenus en bobinant ensemble deux anodes formées au lieu d'une anode et d'une cathode. Le schéma électrique réalisé est celui de deux condensateurs polarisés opposés et montés en série. Les séparateurs sont doublés, quatre épaisseurs de papier entre chaque électrode. Toutes choses égales, la valeur de la capacité obtenue est la moitié de celle d'un condensateur normal.

Série basse tension : utilisée dans tous les circuits électroniques qui doivent subir une inversion de la tension aux bornes. Gamme de température : −25 °C à +70 °C. U_n : ± 10 V (C_n : 1,6 à 470 µF) à ± 63 V (C_n : 3,2 à 100 µF).

Série haute tension : utilisée pour le démarrage des moteurs asynchrones monophasés; U_n : 127 et 220 $V_{eff.}$ (C_n : 20 à 200 µF). Ils permettent 30 démarrages de 10 secondes à l'heure avec une température ambiante de 20 °C.

Condensateurs divers

On trouve dans les catalogues des condensateurs pour :

— **l'antiparasitage,** en particulier de l'allumage des voitures automobiles : U_n : 50 V à 150 V, C_n : 3,3 à 300 µF.

— **les doubleurs de tension** des secteurs 127 V pour l'alimentation des appareils en 220 V, C_n : 100 à 400 µF; etc.

En observant les caractéristiques et les courbes données pour chacun des types principaux, on remarque d'importantes différences qui sont obtenues uniquement grâce au choix du papier et de l'électrolyte. Le condensateur électrolytique a fait d'énormes progrès depuis 20 ans; il est maintenant parfaitement adapté aux différentes fonctions du matériel professionnel aux caractéristiques les plus poussées.

8.6. Les condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide

Depuis quelques années sont apparus sur le marché des condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide présentés, soit en boîtier aluminium, soit enrobés de résine synthétique et miniaturisés.

Ces condensateurs combinent le faible prix de l'aluminium par rapport à celui du tantale et les caractéristiques intéressantes de l'électrolyte sec.

On note principalement : la durée de vie très supérieure; la grande stabilité des caractéristiques en fonction de la température, particulièrement remarquable aux basses températures; la possibilité de stockage prolongé; le courant ondulé admissible plus important et un courant de charge et de décharge sans limitations.

Leur fabrication s'opère de la façon suivante : on bobine l'anode formée et la cathode en aluminium pur, séparées non plus par des feuilles de papier, mais par un tissus de verre imprégné de nitrate de manganèse. L'enroulement terminé avec ses sorties, on traite le condensateur au four par pyrolyse.

Le nitrate de manganèse se transforme en bioxyde de manganèse qui constitue l'électrolyte, tout comme dans la fabrication des condensateurs au tantale à électrolyte solide.

Cet électrolyte sec ne peut pas s'évaporer, ni changer de composition; il possède une faible résistivité; de plus l'oxyde d'aluminium est plus stable que l'oxyde de tantale; le condensateur est totalement protégé contre l'humidité et l'étanchéité du boîtier n'est pas critique.
Deux modèles :

— *En boîtier aluminium :*
U_n = 6,3 V à 63 V. C_n : 2,2 µF à 330 µF.
Tolérances : ± 20 %, série E 6.
Température de service : −80 °C à +125 °C.

— *Sous enrobage plastique miniature* (fig. 4-67) :
— U_n = 6,3 V à 40 V. C_n : 0,1 µF à 68 µF.
Tolérances : −10 % à +50 %; série E 6.
Température de service : −55 °C à +125 °C.
Dimensions : hauteur 12,5 mm, largeur : 8 mm, épaisseur : 3,5 à 6 mm, selon la valeur.

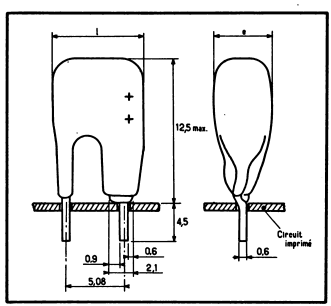


Fig. 4-67. — Condensateur à électrolyte sec, sous enrobage plastique (R.T.C.).

Ils répondent à la spécification C.C.T.U. 02-16A.

Utilisations. — Découplage, filtrage, liaison B.F. des circuits électroniques où la durée de vie, la fiabilité, la stabilité et l'étendue de la gamme de température sont importants.

9. LES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES AU TANTALE

Leur principe est voisin de celui des condensateurs électrolytiques à l'aluminium. La définition des différents paramètres s'obtient d'une façon très voisine, ce qui nous permet de ne pas reprendre leur explication, mais seulement de signaler les différences.

Le diélectrique est formé par un film d'oxyde de tantale très robuste. On obtient ainsi des condensateurs uniquement destinés au matériel professionnel; ils sont plus petits, possèdent des performances remarquables, mais sont très coûteux.

9.1. Le tantale

C'est un métal réfractaire traité par métallurgie des poudres. La poudre de tantale est pressée en barreaux soumis à un premier frittage sous vide. Puis ils sont forgés à froid pour être moins poreux. A nouveau, ils sont frittés sous vide vers 2900 °C pour atteindre une densité d'environ 16,5. Les lingots peuvent être laminés ou étirés à froid jusqu'à obtenir des feuilles de 12 μm d'épaisseur et des fils de 0,1 mm de diamètre.

Le tantale est inerte vis-à-vis de nombreux réactifs, ce qui autorise l'emploi d'électrolytes intéressants, tels que l'acide sulfurique. Cependant, il absorbe 700 fois son volume d'hydrogène et tous les traitements doivent être effectués sous vide.

9.2. La fabrication

MODÈLE BOBINÉ

C'est la transposition au tantale du modèle à l'aluminium. Le tantale est laminé en bandes de 12 μm d'épaisseur. Une bande est formée par électrolyse sous tension variable. Elle est recouverte par une couche d'oxyde Ta_2O_5 dont l'épaisseur est d'environ 10^{-7} cm par volt. La tension de scintillation est ici de 300 V, ce qui limite la tension de service à 150 V.

La bande de tantale n'a pas besoin d'être gravée, car elle est naturellement poreuse. Sa surface utile est le double de sa surface réelle. La bande étant beaucoup plus mince : 12 μm contre 120 μm, et la constante diélectrique de l'oxyde de tantale étant de 26 au lieu de 9 pour l'alumine, on obtient des condensateurs de volume moindre, à capacité et à tension de services égales.

Le bobinage est placé dans un boîtier en argent ou en cuivre argenté. L'imprégnation s'effectue sous vide avec un électrolyte à résistance élevée à base de glycol, d'acide borique, de sulfate de sodium ou de chlorure de lithium.

Les fils de sortie sont en tantale, prolongés par des fils de nickel étamé soudés électriquement.

On peut fabriquer des condensateurs non polarisés en bobinant ensemble deux bandes formées.

Ce mode de fabrication n'est pas très répandu et ne se rencontre guère qu'aux États-Unis. A signaler cependant un modèle chez *L.C.C.*

MODÈLE A ANODE MASSIVE FRITTÉE ET ÉLECTROLYTE GÉLIFIÉ

L'anode est constituée par une pastille de poudre de tantale pressée et frittée (fig. 4-68). La pastille étant poreuse, on obtient une surface active de 1 m² par cm³ de volume.

On forme l'anode au moyen d'un électrolyte très fluide et de faible résistance. C'est l'acide sulfurique à 40 °B qui convient le mieux. Dans ces conditions, la tension de scintillation est de 150 V, ce qui limite la tension de service vers 125 V ; c'est donc un modèle basse tension.

La cathode est formée par un boîtier en argent qui assure un bon contact avec l'électrolyte et n'est pas attaqué par lui. La sortie cathodique est réalisée par un fil de cuivre étamé soudé au boîtier.

La sortie anodique est constituée par un fil de tantale pressé contre la pastille. Il est soudé électriquement à un fil de nickel étamé qui sort du condensateur.

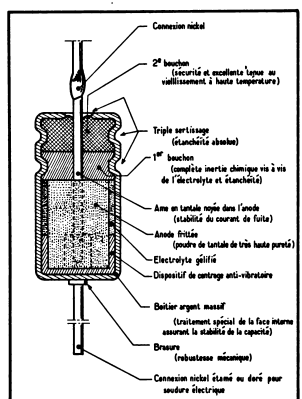

Connexion nickel
2e bouchon
(sécurité et excellente tenue au vieillissement à haute température)
Triple sertissage
(étanchéité absolue)
1er bouchon
(complète inertie chimique vis à vis de l'électrolyte et étanchéité)
Ame en tantale noyée dans l'anode
(stabilité du courant de fuite)
Anode frittée
(poudre de tantale de très haute pureté)
Electrolyte gélifié
Dispositif de contrepoids anti-vibratoire
Boîtier argent massif
(traitement spécial de la face interne assurant la stabilité de la capacité)
Brasure
(robustesse mécanique)
Connexion nickel étamé ou doré pour soudure électrique

Fig. 4-68. — Condensateur au tantale à anode massive frittée et à électrolyte gélifié (*modèle CT 400-L.C.C.*).

Sur demande les fils de sortie peuvent être dorés.

Le boîtier en argent reçoit l'anode formée et un électrolyte gélifié qui est étudié de façon à ne pas provoquer de surpression interne à 125 °C. Un triple sertissage assure une étanchéité absolue du condensateur. Le boîtier peut être recouvert par une gaine plastique, afin d'éviter les risques de court-circuit dans des montages serrés. Sur certains modèles la sortie anodique est effectuée au moyen d'une soudure verre-métal.

On fabrique selon le même principe des condensateurs non polarisés (fig. 4-69). Le boîtier en argent possède une longueur double de celle du modèle polarisé correspondant. Il contient deux anodes formées aboutissant chacune à une sortie isolée. On obtient, en fait, deux condensateurs polarisés en opposition, la capacité résultante est la moitié de celle obtenue avec une seule anode.

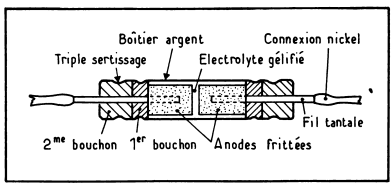


Fig. 4-69. — Condensateur à anode massive, non polarisé.

Le modèle à anode massive et à électrolyte gélifié est le plus fabriqué en France, il présente des caractéristiques générales très intéressantes, citons :

— une sécurité absolue d'emploi, grâce à une autocicatrisation du diélectrique par l'électrolyte, même après une altération accidentelle,
— un excellent rapport charge/volume environ quatre fois supérieur à celui des condensateurs électrolytiques à l'aluminium et aussi supérieur à celui des condensateurs au tantale à électrolyte solide,
— un très faible courant de fuite, généralement inférieur à 1 μA sans tri spécial.
— une possibilité de charge et de décharge dans un circuit de résistance pratiquement nulle,
— des contraintes thermiques faibles, lors des variations rapides de température, supporte des pointes passagères de température jusqu'à 200 °C.
— une tension alternative superposée admissible plus élevée que celle permise par les condensateurs électrolytiques à l'aluminium,
— un stockage à la température ambiante d'au moins dix ans sans altération des qualités électriques; le condensateur reste opérationnel sans nécessité de reformation. Ce point est très important pour la disponibilité permanente des engins stratégiques,
— enfin, une bonne tenue en régime vibratoire.

MODÈLE A ÉLECTROLYTE SOLIDE

On réduit le tantale en poudre très fine et très pure dont les particules ont de 5 à 20 μm. On mélange la poudre à un liant spécifique, mis en solution dans un solvant approprié.

Après séchage, on pastille le mélange dans une presse à haute pression, tout en introduisant suivant l'axe un fil anodique de tantale. Les patilles sont placées dans un four à 85 °C pendant plusieurs heures pour parfaire le séchage; puis elles sont frittées à 2000 °C pendant 30 mn, sous un vide relatif de $2{,}5 \cdot 10^{-6}$ mm de Hg.

Elles sont ensuite oxydées anodiquement à l'acide sous une tension supérieure à celle du condensateur à fabriquer pendant 2 à 3 h. L'épaisseur de Ta_2O_5 est de 2 nm/V. Après un lavage et un séchage, les anodes sont impré-

gnées d'une solution de nitrate manganeux et placées dans un four à 300-400 °C pendant 90 mn pour la décomposition du nitrate de manganèse en bioxyde de manganèse. On répète plusieurs fois l'opération jusqu'à obtenir une épaisseur convenable de MnO_2.

Ces anodes sont alors revêtues de graphite colloïdal, puis d'une couche d'argent par trempage dans une solution d'argent. On les place dans un boîtier comportant la connexion de cathode. On peut également souder le fil de cathode directement sur la couche d'argent et enrober le condensateur avec un vernis ou avec un plastique (fig. 4-70).

L'oxyde de tantale Ta_2O_5 est du type *n*, c'est-à-dire à conductibilité électronique. Le bioxyde de manganèse est un oxydant qui, par apport d'ions oxygène, permet de réparer les imperfections du diélectrique. Cette autocicatrisation du diélectrique réduit considérablement le courant de fuite. Enfin, l'effet de redressement est dû à la jonction *n-p* formée entre le diélectrique et le semi-conducteur.

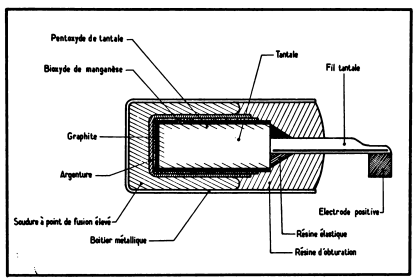


Fig. 4-70. — Condensateur miniature au tantale à électrolyte solide *(modèle TS-L.C.C.)*.

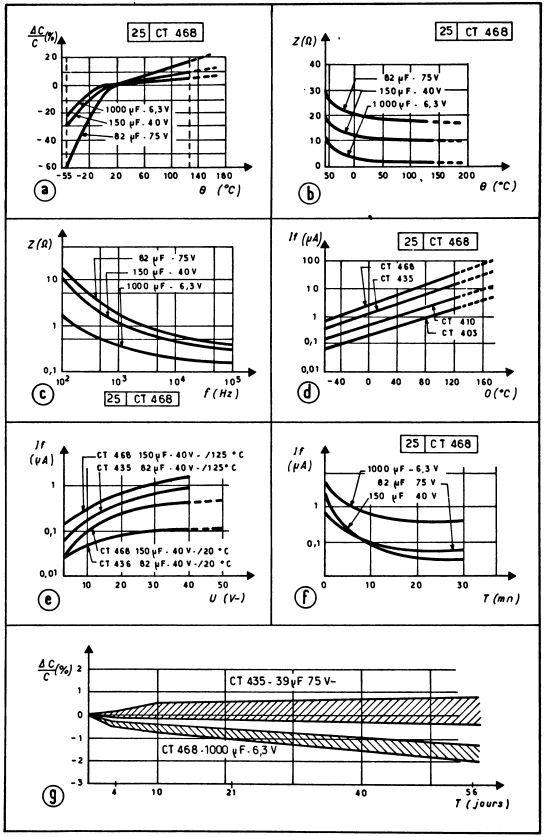
Ces condensateurs ne renfermant que des matériaux solides, stables et non volatils, ont une durée de vie illimitée en stockage. Ils sont utilisables entre −55 °C et +125 °C et ils résistent pratiquement à tous les chocs.

On fabrique principalement : soit des modèles miniatures pour soudure directe dans les circuits hybrides (fig. 4-71), soit des modèles normaux sous boîtier métallique à sorties axiales, soit des modèles enrobés de plastique sous la forme d'une perle repérée par un code des couleurs, soit enfin des modèles moulés en résine époxy à sorties radiales.

Les modèles sous boîtier métallique et ceux enrobés de plastique peuvent être fabriqués en version polarisée ou non polarisée; leur boîtier présente alors une longueur double de celle des condensateurs polarisés.

Des études sont en cours pour étendre ce type de fabrication aux couches minces.

Du fait du point de fusion très élevé du tantale, la déposition de films se fait par pulvérisation cathodique plutôt que par évaporation sous vide. On réalise une décharge électrique entre deux plaques dans la chambre de pulvé-


ΔC/C (%)
25 CT 468
1000 µF - 6,3 V
150 µF - 40 V
82 µF - 75 V
θ (°C)
a
Z (Ω)
25 CT 468
82 µF - 75 V
150 µF - 40 V
1000 µF - 6,3 V
θ (°C)
b
Z (Ω)
82 µF - 75 V
150 µF - 40 V
1000 µF - 6,3 V
f (Hz)
c
25 CT 468
If (µA)
25 CT 468
CT 468
CT 435
CT 410
CT 403
θ (°C)
d
If (µA)
CT 468 150 µF - 40 V - /125 °C
CT 435 82 µF - 40 V - /125 °C
CT 468 150 µF - 40 V - /20 °C
CT 436 82 µF - 40 V - /20 °C
U (V-)
e
If (µA)
25 CT 468
1000 µF - 6,3 V
82 µF 75 V
150 µF 40 V
T (mn)
f
ΔC/C (%)
CT 435 - 39 µF 75 V-
CT 468 - 1000 µF - 6,3 V
T (jours)
g

risation contenant un gaz inerte sous faible pression. Les atomes ionisés du gaz sont accélérés par un champ électrique intense vers la cathode en tantale et la bombardent. Les atomes arrachés vont diffuser sur le substrat placé sur l'anode et former un film d'épaisseur contrôlable.

Ce film est formé par un électrolyte d'acide phosphorique dilué, sous une tension de 100 à 175 V pendant 80 mn. Il se forme une couche d'oxyde de tantale. Puis on dépose une couche de bioxyde de manganèse par pyrolyse comme précédemment. Son épaisseur est comprise entre 0,5 et 5 µm. On recommence l'opération d'anodisation pour cicatriser les dernières fissures du diélectrique, afin de réduire le courant de fuite. Puis on dépose une nouvelle couche de MnO_2. La cathode en aluminium est évaporée pour constituer le condensateur, son épaisseur est de 5 nm.

L'épaisseur totale du condensateur protégé est de l'ordre du millimètre.

Les caractéristiques générales des condensateurs à électrolyte solide présentent les mêmes avantages que ceux qui ont été exposés pour les condensateurs à électrolyte gélifié. Les différences sont examinées au cours des paragraphes suivants. A noter cependant que grâce à l'effet de redressement de la jonction *n-p* ces condensateurs admettent une tension inverse de 15 % U_n à 25 °C, de 5 % U_n à 85 °C et de 0 % à 125 °C.

9.3. Les normes et spécifications

— Condensateurs au tantale, spécifications : C.E.C.C. 30 200/30 201.
— Consensateurs à électrolyte gélifié : C.C.T.U. 02-06A, C.E.I. 361.
— Condensateurs à feuilles bobinées : MIL C 3965.
— Condensateurs à électrolyte solide : U.T.E. NF C 83 112, C.C.T.U. 02-12 B, C.E.I. 361.
— Condensateurs chipses à électrolyte solide : C.E.C.C. 30 800, U.T.E. NF C 83 113, C.E.I. 384-3.

Les prescriptions de ces normes et spécifications sont détaillées au cours des paragraphes consacrés aux caractéristiques.

9.4. Les caractéristiques des condensateurs à électrolyte gélifié

Nous avons pris en exemple la gamme *L.C.C.* dont les caractéristiques sont conformes, ou meilleures que la spécification C.C.T.U. 02.06 A.

— **Plage de température :** −55 °C à +125 °C (essai 2 000 h à 125 °C).

— **Essai chaleur humide :** 56 jours, avec une variation de capacité $\frac{\Delta C}{C} < \pm 5$ %, une tg δ : < 115 % et un courant de fuite : < 150 % de la valeur limite initiale.

Fig. 4-71. — Courbes caractéristiques des condensateurs à électrolyte gélifié (CT 468-L.C.C.). (a) $\frac{\Delta C}{C}$ en fonction de la température; (b) Z (Ω) en fonction de la température; (c) Z (Ω) en fonction de la fréquence; (d) If (µA) en fonction de la température; (e) If (µA) en fonction de la tension aux bornes; (f) If (µA) en fonction du temps en minutes; (g) $\frac{\Delta C}{C}$ en % en fonction du temps en jour.

— **Tensions de service nominales :** U_n : à + 125 °C : 4, 6,3, 10, 16, 25, 40 50, 63, 75/80 V; à +85 °C : on augmente U_n d'une valeur normalisée, soit de 6,3 V à 125 V pour certains modèles.

— **Valeurs de capacité nominales :** C_n : série E12, série E6 préférentielle. Tolérances : ± 10 % ± 20 %, −10 +50 %.

— **Angle de pertes :** La tangente de l'angle de pertes est assez élevée, comme pour tous les condensateurs électrolytiques. A 25 °C et à 100 Hz, C.C.T.U. donne une limite supérieure à 80 %, L.C.C. ne dépasse pas 60 % et descend pour certains modèles à 5 %.

— **Courant de fuite :** à +20 °C : C.C.T.U. entre 1 et 8 μA; L.C.C. : entre 0,3 et 5 μA. A + 125 °C : C.C.T.U. entre 8 et 64 μA; L.C.C. : entre 2 et 32 μA.

— **Impédance :** à −55 °C et à 100 Hz : C.C.T.U. entre 50 et 550 Ω, L.C.C. : entre 12 et 400 Ω.

— **Composante alternative :** La valeur crêté crète de la composante alternative peut être, au plus, égale à la tension de service. Il ne doit jamais se produire une inversion de polarité qui détruirait immédiatement la couche d'oxyde.

— **Courbes caractéristiques :** La figure 4-71 donne les principales courbes du condensateur en boîtier C.C.T.U. : C4, dimensions : l = 25 mm, ⌀ : 10,1 mm, masse 9g, connexions : 0,8 mm (CT 468 L.C.C.). C'est le plus grand boîtier de cette série qui en comporte 4.

A : variation $\frac{\Delta C}{C}$ % en fonction de la température entre −55 °C et +125 °C pour trois condensateurs fabriqués dans le même type de boîtier. C'est le modèle 6,3 V qui varie le plus.

B : variation de Z (Ω) en fonction de la température pour les mêmes condensateurs.

C : variation de Z (Ω) en fonction de la fréquence entre 100 Hz et 100 kHz pour les condensateurs en exemple.

D : variation de If (μA) en fonction de la température pour quatre condensateurs, un dans chacun des boîtiers de la série : C1 à C4. (CT 403 à CT 468).

E : variation de If (μA) en fonction de la tension aux bornes pour deux condensateurs U_n : 40 V, à +20 °C et à +125 °C dans les boîtiers C3 et C4 (CT 435-CT 468).

F : variation de If (μA) à la mise sous tension et pendant 30 mn (boîtier CT 468).

G : Variation $\frac{\Delta C}{C}$ % pendant l'essai de chaleur humide de 56 jours, pour deux condensateurs en boîtiers C3 et C4 (CT 435 − CT 468).

9.5. Les principaux modèles de condensateurs au tantale à électrolyte gélifié

U_n (µF)	C_n (µF)	$\frac{\Delta C}{C}$ % 100 Hz		tg δ	Z (Ω)	I/ (µA)		I_A 100 Hz (mA)	
		−55 °C	+125 °C	−20 °C 100 Hz	−55 °C 100 Hz	+20 °C	+125 °C		
• *Condensateurs polarisés cylindriques, sorties axiales, boîtiers métalliques isolés.*									
6,3	47	−60	+15	25	65	0,3	2	130	valeurs LCC
	1 000	−70	+25	60	12	4	32	590	
100	4,7	−15	+10	5	400	0,5	2	80	
	82	−40	+15	20	40	5	32	280	
• *Condensateurs non polarisés cylindriques, sorties axiales, boîtiers métalliques isolés; boîtiers normalisés C1 à C4 de longueur double.*									
6,3	27	−60	+15	32	250	1	8		valeurs CCTU
	470	−70	+25	80	100	8	64		
100	2,2	−15	+10	15	1 100	1	8		
	39	+40	+15	40	200	8	64		
• *Condensateurs polarisés en boîtiers parallélipipédiques contenant plusieurs condensateurs CT4 (CT468) en parallèle, sorties verre-métal.*									
6,3	3 000	−75	+25	80	6	16	128	800	valeurs LCC
	12 000	−75	+25	80	2	45	360	2 000	
125	220	−40	+15	40	11	16	128	800	
	820	−40	+15	40	6	45	360	2 000	
• *Condensateurs polarisés à feuilles bobinées, en boîtiers parallélipipédiques à sorties céramique, selon norme USA MIL C 3965.*									
15	430	−65	+75		2	70	330		valeurs LCC
	870	−65	+75		0,8	130	650		
100	300	−35	+75		13	70	330		
	610	−35	+75		6,6	130	650		

9.6. Les caractéristiques des condensateurs à électrolyte solide

Nous avons pris en exemple les gammes *SOVCOR* et *L.T.T.* dont les modèles sont conformes aux normes NFC 83 112/83 113 et à la spécification C.C.T.U. 02-12 B.

— **Plage de température :** −55 °C à +125 °C la tension de service nominale est applicable jusqu'à +85 °C, au-dessus une réduction de U_n est donnée sur la figure 4-72.

— **Essai de chaleur humide :** 56 jours.

— **Tensions de service nominales :** U_n à +85 °C.

Modèles miniatures : 2, 3, 4, 6,3, 10, 16, 20, 35, 50 V.
Modèles en boîtiers : 6,3, 10, 16, 25, 40, 50, 63, 75, 100, 125 V.

— **Tension de pointe :** elle est égale à 130 % de U_n à +85 °C pour des surcharges instantanées qui ne sont pas permanentes ou répétitives.

— **Tension inverse :** On admet une tension inverse continue ou crête alternative de 15 % de U_n à +25 °C, 10 % de U_n à +55 °C, 5 % de U_n à +85 °C, 2,5 % de U_n à 105 °C et 0 % de U_n à 125 °C, ce qui constitue une exclusivité des condensateurs à électrolyte solide.

— **Limitation d'intensité :** lorsque le condensateur est utilisé en régime d'impulsions, il est recommandé de placer en série avec le condensateur une résistance de 3 Ω par volt.

— **Valeurs de capacité nominales :** C_n : série E12, série E6 préférentielle. Tolérances : ± 5 %, ± 10 %, ± 20.%, +40 − 20 %.

— **Angle de pertes :** selon C.C.T.U. 02-12B on obtient le tableau suivant.

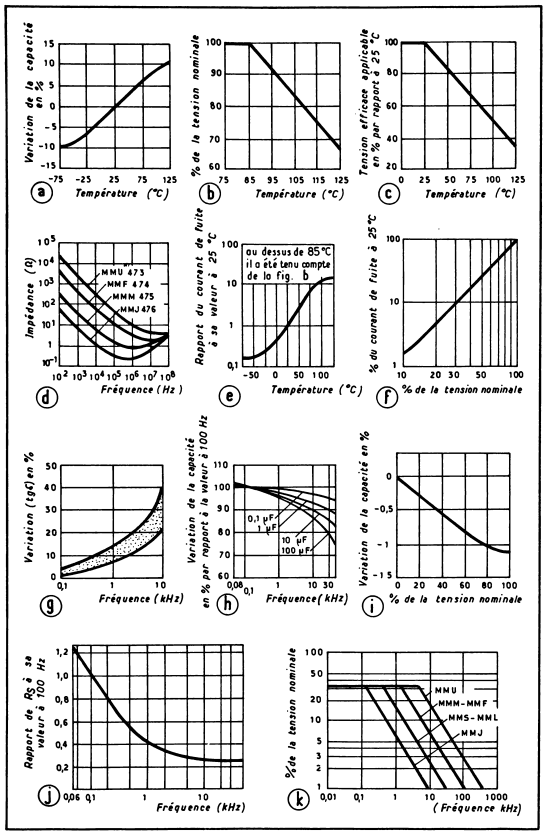
Capacité	C_n. U_n	Tangente de l'angle de pertes à 20 °C	
		limite maximale	Valeurs types
C <300 µF	500	6 %	2 %
	500 à 1 000	6 %	2 %
	1 000 à 1 500	6 %	4 %
	1 500 à 1 900	6 %	5 %
	1 900 à 3 000	8 %	6 %
C >330 µF	>3 000	10 %	8 %

A −55 °C et à +85 °C la tangente de l'angle de pertes normalisée est comprise entre 9 % et 14 %.

— **Courant de fuite :** la spécification impose les valeurs ci-dessous :
Condensateurs polarisés : à 20 °C : 0,01 C_n U_n(µA) ou 0,5 µA
à 85 °C : 0,1 C_n U_n (µA)
à 125 °C : 0,125 C_n U_n (µA).
Condensateurs non polarisés : à 20 °C : 0,01 C_n U_n (µA) ou 1 µA c'est-à-dire approximativement le double.

— **Impédance :** ces condensateurs doivent pouvoir fonctionner jusqu'à 100 kHz.
La variation de l'impédance en fonction de la fréquence et de la résistance

Fig. 4-72. — Courbes caractéristiques des condensateurs à électrolyte solide *(Sovcor)*. (a) $\frac{\Delta C}{C}$ en % en fonction de la température; (b) limitation de U_n au-dessus de +85 °C; (c) limitation de V_{eff} au-dessus de +25 °C; (d) Z (Ω) en fonction de la fréquence pour différents boîtiers; (e) $\frac{\Delta If}{If}$ (%) en fonction de la température, par rapport à 25 °C; (f) $\frac{\Delta If}{If}$ (%) en fonction de la tension aux bornes, par rapport à 25 °C; (g) tg δ (%) en fonction de la fréquence; (h) $\frac{\Delta C}{C}$ (%) en fonction de la fréquence; (i) $\frac{\Delta C}{C}$ (%) en fonction de la tension aux bornes; (j) R_f (% par rapport à 100 Hz) en fonction de la fréquence; (k) V_{eff} (V_{eff}) en fonction de la fréquence, à 25 °C, pour un condensateur miniature U_n = 35 V et différentes capacités.


Variation de la capacité en %
Température (°C)
a
% de la tension nominale
Température (°C)
b
Tension efficace applicable en % par rapport à 25 °C
Température (°C)
c
Impédance (Ω)
MMU 473
MMF 474
MMM 475
MMJ 476
Fréquence (Hz)
d
Rapport du courant de fuite à sa valeur à 25 °C
au dessus de 85 °C il a été tenu compte de la fig. b
Température (°C)
e
% du courant de fuite à 25 °C
% de la tension nominale
f
Variation (tgδ) en %
Fréquence (kHz)
g
Variation de la capacité en % par rapport à la valeur à 100 Hz
0,1 µF
1 µF
10 µF
100 µF
Fréquence (kHz)
h
Variation de la capacité en %
% de la tension nominale
i
Rapport de Rs à sa valeur à 100 Hz
Fréquence (kHz)
j
% de la tension nominale
MMU
MMM-MMF
MMS-MML
MMJ
(Fréquence kHz)
k

série se détermine comme pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium (cf. § 8.4). Elle dépend de la fabrication qui donne la fréquence de résonance. Au-delà de cette fréquence l'impédance devient inductive.

Les condensateurs dont les boîtiers sont les plus grands ont des impédances à la résonance plus faible en raison de leurs dimensions, mais présentent une fréquence de résonance plus basse par suite de leurs capacités élevées.

La forme de la courbe est semblable pour tous les condensateurs d'un même type, mais l'amplitude de l'impédance et la fréquence de résonance dépendent des dimensions du boîtier (fig. 4-72).

— **Courbes caractéristiques :** La figure 4-72 donne les principales courbes moyennes des condensateurs miniatures polarisés de la gamme *SOVCOR*.

A : variation $\frac{\Delta C}{C}$ (%) en fonction de la température entre −55 °C et +125 °C.
B : limitation de la tension nominale au dessus de +85 °C.
C : limitation de la tension efficace au dessus de +25 °C.
D : variation de Z (Ω) en fonction de la fréquence entre 100 Hz et 100 MHz pour des condensateurs miniatures.
E : Variation de If (%) en fonction de la température, par rapport à 25 °C.
F : variation de If (%) en fonction de la tension aux bornes, par rapport à 25 °C.
G : variation de la tgδ (%) en fonction de la fréquence.
H : variation de la capacité (%) en fonction de la tension aux bornes.
I : variation de la capacité (%) en fonction de la fréquence pour différentes capacités.
J : variation de la résistance-série en fonction de la fréquence.
K : limitation de la tension efficace aux bornes en fonction de la fréquence, à 25 °C pour un condensateur miniature U_n = 35V et différentes capacités.

9.7. Les principaux modèles de condensateurs au tantale à électrolyte solide

Les exemples significatifs ont été choisis dans les gammes *L.T.T.* et *SOVCOR*.

TUBES MÉTALLIQUES ÉTANCHES ISOLÉS A HAUTE FIABILITÉ

Modèles homologués C.C.T.U. 02-12 B, polarisés, pour conditions d'exploitation sévères, températures : −55°C à +85 °C et par tri +125 °C, vieillissement spécial et contrôle par prélèvement ou individuel aux rayons X ; taux moyen de défaillance en exploitation : λ compris entre 10^{-6}/h et 10^{-8}/h. Essai de durée de vie : 2000 h, quelques pièces maintenues jusqu'à 6 000 h pour information. *(L.T.T.)*.

U_n : 6 à 63 V à +85 °C ou 4 à 40 V à +125 °C.
C_n : 0,1 μF à 330 μF (U_n = 6 ou 4 V)
0,1 μF à 15 μF (U_n : 63 ou 40 V) } en 5 boîtiers.
Tolérance : ± 20 %, série E6.
Un boîtier fortes capacités : U_n 6 V C_n : 68 μF à 820 μF.
40 V C_n : 68 μF à 100 μF.

TUBES MÉTALLIQUES ÉTANCHES ISOLÉS A HAUTE FIABILITÉ

Mêmes caractéristiques en version non polarisés, en 5 boîtiers de longueur double, contenant chacun deux condensateurs en opposition; températures : −55 °C à +85 °C. Ces condensateurs sont à utiliser lorsque la tension inverse dépasse de plus de 15 % U_n (*L.T.T.*).

U_n : 6,3 V - C_n : 0,22 à 150 µF.
50 V - C_n : 0,22 à 10 µF.
Tolérance : ± 20 %, série E6.

BOITIERS SURMOULÉS ÉPOXY A SORTIES AXIALES OU RADIALES

Nombreux modèles homologués C.C.T.U. 02-12 B.

Modèles polarisés

Plage de température : −55 °C à +125 °C.
Gamme *SOVCOR* : U_n : 2V − C_n : 0,47 et 10 µF.
20V − C_n : 1 µF à 47 µF.
50V − C_n : 0,1 à 22 µF.
Plage de température : −55 °C à +125 °C.
Gamme *L.T.T.* : U_n : 6,3V − C_n : 0,33 à 330 µF.
50 V − C_n : 0,33 à 22 µF.
Tolérance : ± 20 %, série E6.

Modèles non polarisés

Plage de température : −55 °C à +125 °C.
Gamme *SOVCOR* : U_n 2 V − C_n : 1 à 10µF.
20 V − C_n : 1 nF à 4,7 µF.
50 V − C_n : 1 nF à 2,2 µF.
Tolérance : ±20 %, série E6.

CHIPSES MINIATURES POUR CIRCUITS HYBRIDES

Conformes à la norme U.T.E. NF C 83 113.

Modèles standards sous époxy, polarisés

Plage de température : −55 °C à +125 °C.
Gamme *SOVCOR* : U_n 2 V − C_n : 10 µF.
20 V − C_n : 0,1 à 47 µF.
35 V − C_n : 0,1 à 33 µF.
en six dimensions : la plus petite : 2,16 × 1,65 × 1,52 mm,
la plus grande : 9,91 × 9,02 × 4,32 mm.

Modèles en boîtier métallique, polarisés

Gamme *SOVCOR* : U_n 10V − C_n : 2,2 à 47 µF.
50 V − C_n : 0,1 à 4,7 µF.
Tolérance : ±20 %, série E6.
en cinq dimensions : la plus petite : 2,8 × 2,28 × 1,65 mm
la plus grande : 6,22 × 4,19 × 4,32 mm.

La soudure de ces chipses sur les circuits hybrides doit être faite en s'inspirant des recommandations données par les condensateurs céramiques.

Goutte enrobée polyester industrielle polarisée *(L.T.T.* et *SOVCOR).*

Plage de température : −55 °C à + 85 °C.
U_n : 2 V — C_n : 2,2 à 68 µF.
4 V — C_n : 0,1 à 100 µF.
40 V — C_n : 0,1 à 4,7 µF.
Tolérances : ± 20 % ou −20 +50 %, série E6.

Tension (LTT) A		Tension (SOVCOR) B		Capacité			
						multiplicateur	
U_n	couleur	U_n	couleur	couleur	1er et 2e chiffre	code A	code B
				argent		100	10^{-2}
				or			10^{-1}
				noir	0	1	1
				marron	1	10	10
		2	marron	rouge	2		10^2
		3	blanc	orange	3		10^3
4	jaune	4	pourpre	jaune	4		10^4
6,3	bleu	6,3	jaune	vert	5		10^5
10	marron	10	noir	bleu	6		10^6
16	vert	16	vert	violet	7		10^7
25	rouge	20	bleu	gris	8		10^8
40	blanc	35	rose	blanc	9	0,1	10^9

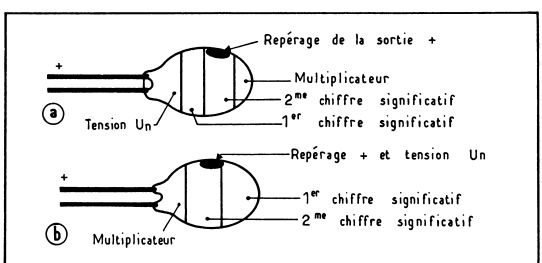


Fig. 4-73. — Codes de couleurs utilisés pour les condensateurs goutte polarisés, au tantale, à électrolyte solide. (a) code *L.T.T.*; (b) code *Sovcor*. Ces codes diffèrent par l'emplacement des bandes colorées et par les couleurs utilisées pour la tension de service et pour le multiplicateur.

La figure 4-73 donne les codes de couleurs utilisés par *L.T.T.* et par *SOVCOR* pour les condensateurs en goutte. Leur prix permet de les employer sur les produits industriels et grand public.

CHAPITRE V

LES CONDENSATEURS VARIABLES

1. LES CONDENSATEURS VARIABLES A AIR

1.1. Généralités

Ce sont des condensateurs destinés à accorder les circuits oscillants des appareils sur une fréquence déterminée. Ils sont répartis en deux grandes catégories : les condensateurs grand public et les condensateurs professionnels.

Les condensateurs grand public servent à accorder les récepteurs sur la fréquence de la station à recevoir dans les bandes réservées à la radiodiffusion. C'est le même modèle qui permet la réception des gammes G.O.-P.O.-O.C., c'est-à-dire pratiquement entre 150 kHz et 23 MHz (2000 m et 13 m). En revanche, il faut un modèle spécial pour capter les stations modulées en fréquence de la bande II entre 87,5 et 100 ou 108 MHz (bande des 3 m). L'axe de ces condensateurs est réuni à une démultiplication plus ou moins efficace selon le volume et le prix des récepteurs. Celle-ci est commandée par le bouton de recherche des stations à la disposition de l'usager. Une aiguille se déplaçant devant un cadran permet un repérage plus ou moins précis.

Ces condensateurs doivent être réalisés avec une très grande précision, et leur fabrication doit être la plus économique possible. Ce compromis est difficile à satisfaire.

Les têtes haute-fréquence pour la réception des stations de télévision en V.H.F. (bandes I et III), ainsi qu'en U.H.F. (bandes IV et V) contenaient des petits condensateurs variables généralement à trois cages. Ils sont remplacés sur les téléviseurs modernes, par des diodes à capacité variable. Il suffit d'appliquer une tension inverse variable aux bornes de la diode, à l'aide d'un potentiomètre linéaire, pour faire varier sa capacité. Ces diodes spéciales au silicium sont étudiées en détail dans le tome II de la *Technologie des composants électroniques* (mêmes auteur et éditeur).

Les condensateurs professionnels sont étudiés en vue d'une application précise. Il ne s'agit pas de grandes séries, mais de fabrication sur cahier des charges. Il en existe une très grande variété de modèles. Il en est de très

petits pour accorder les circuits miniaturisés. Il en est de très grands pour les étages à grande puissance des émetteurs. Leur fabrication est très soignée et prévue pour tenir les conditions mécaniques, électriques et climatiques imposées.

Les condensateurs ajustables, qui ne servent qu'au réglage des appareils en cours de fabrication et qui ne sont pas retouchés en service courant, doivent être étudiés séparément, car leur conception est très différente de celle des condensateurs variables.

1.2. Les condensateurs variables grand public

FABRICATION

La figure 5-1 donne en exemple un condensateur *Aréna* à deux cages égales, démultiplication par engrenage, axe de commande indirect et avec un condensateur ajustable sur chacune des cages.

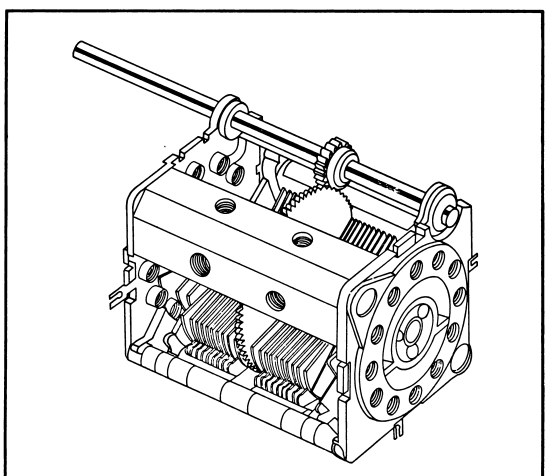


Fig. 5-1. — Condensateur variable grand public *Aréna* à deux cages égales, démultiplication par engrenage et axe de commande indirect.

Un tel condensateur comprend :
— un bâti très rigide,
— des lames fixes isolées,
— des lames mobiles réunies à la masse du bâti,
— et un axe de commande.

Le bâti est en acier cadmié ou zingué passivé afin d'éviter toute oxydation. Son usinage est très précis, car il positionne les différents éléments entre eux.

Les lames sont en aluminium. Les feuilles sont vieillies par un traitement thermique afin de stabiliser leurs caractéristiques mécaniques. Puis les lames sont découpées et planées au micron. Cette opération est indispensable pour obtenir la précision nécessaire de la loi de variation de capacité.

L'axe de commande est en acier nickelé ayant reçu un polissage poussé de sa surface. Il est maintenu en position dans le bâti au moyen d'une bille sur laquelle il repose à une extrémité, et par un roulement à billes inséré dans le flasque opposé. Les billes sont en acier nickelé poli.

Les condensateurs spéciaux pour la gamme F.M. ont généralement des lames en laiton argenté épaisses et rigides.

Les lames mobiles sont serties sur l'axe de commande et sont maintenues à une extrémité par une pièce assurant un écartement régulier et stable.

Par suite du graissage indispensable des billes, les lames mobiles risquent de n'être pas parfaitement à la masse. Une résistance de contact appréciable n'est pas admissible en H.F. Aussi, un ressort en chrysocale fixé au bâti et appuyant sur l'axe réduit la résistance série.

Les lames fixes sont positionnées par deux pièces en acier ou en laiton serties ou soudées selon les fabrications. Puis elles sont isolées du bâti au moyen de deux barrettes de bakélite ou de céramique, selon les conditions climatiques exigées. Ces barrettes reçoivent les cosses de sortie et éventuellement les condensateurs ajustables.

Le montage des lames fixes et des lames mobiles doit être extrêmement précis, afin que les interlames soient réguliers. La valeur de la capacité est surtout déterminée par cette rigueur de montage. On l'obtient au moyen de calibres dont la précision est de l'ordre du micron.

La fabrication des condensateurs grand public doit être étudiée avec soin, car il faut faire des grandes séries en mécanique de précision tout en obtenant un prix compétitif forcément très tiré.

Dans les modèles normaux l'axe principal sort directement et est destiné à être monté sur un démultiplicateur. Par contre, les modèles de dimensions réduites ont une démultiplication incorporée.

Elle peut être située dans l'axe (démultiplication par billes) ou nécessiter un renvoi de l'axe sur l'autre face du condensateur (démultiplication par engrenages, fig. 5-1).

Si les lames ne sont pas suffisamment rigides ou si elles sont mal serties, il faut craindre l'*effet Larsen*. C'est une réaction électromécanique entre le haut-parleur et les lames du condensateur d'oscillateur. En effet, le haut-parleur est placé dans le coffret du récepteur. A forte puissance tout l'appareil vibre en fonction de la modulation B.F. Si cette vibration fait se déplacer les lames on constate une variation de capacité modulée en B.F. C'est donc une réaction positive de même nature que celle observée en sonorisation lorsque le microphone est placé trop près des haut-parleurs occasionnant un accrochage. Ici, la capacité variable accordant l'oscillateur local module en B.F. la fréquence intermédiaire. Elle se comporte comme un microphone à condensateur.

La variation de capacité sous l'effet des vibrations n'est pas très importante si les lames sont bien centrées. Elle l'est beaucoup plus si les interlames sont irréguliers. C'est une raison de plus pour que le montage des lames soit

parfait. Pour éviter le Larsen il faut que le condensateur soit bien étudié et bien fabriqué. En particulier les lames doivent être suffisamment épaisses, faute de quoi on ne peut avoir la rigidité nécessaire. De plus, on monte généralement le condensateur d'une façon assez souple pour amortir les vibrations électro-acoustiques. Ce défaut se manifeste surtout lors de la réception des gammes d'ondes courtes.

CARACTÉRISTIQUES

Les condensateurs variables à air grand public doivent satisfaire aux normalisations suivantes :

— Norme U.T.E. : C 93.170.

— Spécifications F.N.I.E. : 0,15 B,

Un des paramètres les plus importants à définir est la loi de variation de capacité. L'établissement des bobinages et celui de la gravure des cadrans en dépendent.

La loi de variation de capacité détermine la forme des lames et la fabrication du condensateur. Si on découpe des lames circulaires, la variation de surface en regard pour un certain angle de rotation de l'axe est la même quelle que soit la position de cet angle, au début, au milieu ou à la fin de la course. On dit que la variation de capacité est linéaire.

On sait que la fréquence propre d'un circuit oscillant est donnée par la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

f en hertz, L en henrys, C en farads.

D'autre part :

$$\lambda = \frac{f}{V}$$

λ est la longueur d'onde en mètres,

V est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques; c'est une constante égale à $3 \cdot 10^8$ m/s,

f est la fréquence du circuit oscillant en hertz.

D'après ces formules, on voit qu'une variation linéaire de la capacité donne une variation logarithmique en longueur d'onde et en fréquence. L'inscription des stations sur le cadran n'est pas régulière.

Puisque les stations sont espacées régulièrement en fréquence (tous les 9 kHz), il serait logique de prévoir une variation linéaire en fréquence. A ce moment la variation de capacité est logarithmique. Cette solution n'a pas pu être retenue, car il devient impossible de fabriquer des condensateurs de petites dimensions et les lames sont difficiles à fixer, leur rigidité restant précaire.

Il a été normalisé deux courbes de variation de capacité : la courbe linéaire et la courbe appelée « midline ». C'est une courbe intermédiaire entre la courbe de variation logarithmique de capacité et la courbe linéaire de fréquence. On obtient avec cette courbe un même *pourcentage* de variation de fréquence en fonction de la rotation du rotor.

La courbe linéaire en longueur d'onde n'est pas intéressante et n'a pas été retenue.

La figure 5-2 dresse le tableau schématique de toutes les solutions possibles avec les courbes en capacité, en longueur d'onde et en fréquence obtenues.

La spécification F.N.I.E. donne quatre points pour définir la courbe standard de variation linéaire de capacité.

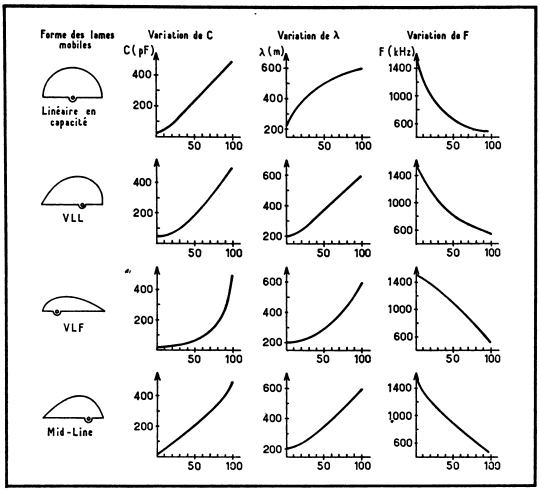


Fig. 5-2. — *(ci-dessus)* **Différentes lois de variation possibles des condensateurs variables : linéaire en capacité, linéaire en longueur d'onde (V.L.L.), linéaire en fréquence (V.L.F.) et midline.**

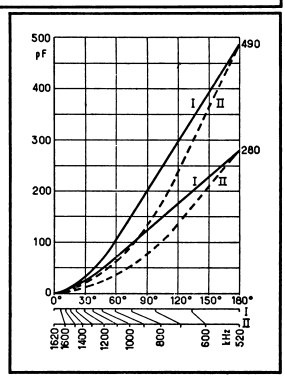


Fig. 5.3. — *(ci-contre)* **Courbes de variations linéaires en capacité (I) et midline (II) pour des condensateurs de 490 pF et de 280 pF. A la partie inférieure de la figure, on note la répartition des fréquences d'accord en utilisant des bobinages normalisés.**

Angle de rotation	54°	90°	144°	180°
Pourcentage de capacité .	30 %	50 %	80 %	100 %

Les courbes de la figure 5-3 prises en exemple donnent les variations linéaires de capacité (I) et midline (II) pour des condensateurs de 490 pF et de 280 pF de valeur maximale. Associés à des bobinages normalisés, pour ces valeurs de capacité, ces condensateurs permettent un étalonnage du cadran indiqué à la partie inférieure de la figure, respectivement en I et en II. On voit que la variation linéaire en capacité (I) oblige à serrer les inscriptions des stations sur le cadran entre 1000 et 1600 kHz. La courbe midline (II) permet une répartition plus régulière.

La *capacité résiduelle* est celle qui reste lorsque les lames mobiles sont complètement sorties et en butée. Elle est fonction de la valeur de la capacité maximale. Elle est comprise entre 5 et 15 pF selon les modèles.

L'élément de référence de la spécification doit être utilisé en oscillateur local. L'autre élément correspond à l'accord.

La fréquence de résonance des condensateurs est donnée par la valeur de l'inductance propre de l'appareil associée avec la capacité en service. Elle doit être supérieure à la fréquence la plus élevée à recevoir.

Le coefficient de température est légèrement positif; il doit être inférieur à $200 \cdot 10^{-6}$/°C.

Le couple de rotation ne doit pas être trop élevé, ni trop faible. Il doit être au plus de 3,5 cN et au moins de 0,5 cN, afin de permettre un réglage précis et aisé.

Le rapport de démultiplication par engrenages peut être soit de 1/4, soit de 1/6,33; par billes il est d'environ 1/5.

Les axes, selon les modèles, ont un diamètre soit de 6 mm, soit de 4 mm.

Le tableau page 235, extrait de la spécification F.N.I.E., donne les principaux types normalisés avec leurs caractéristiques

Le condensateur de 14,5 pF de capacité maximale est destiné à la réception de la gamme F.M.

LES CONDENSATEURS VARIABLES GRAND PUBLIC A DIÉLECTRIQUE SOLIDE

Ils font l'objet de la spécification C.E.I. 415.

Ces condensateurs variables ont été mis au point pour équiper les récepteurs portatifs, ainsi que les appareils miniatures.

Le plus grand nombre de modèles comportent deux cages et deux ajustables; ils ont une courbe linéaire et ils sont conformes à la normalisation 280-120 pF. Certains modèles sont prévus pour la norme 185-94 pF. Ils permettent la réception des gammes A.M. (G.O.-P.O. et parfois O.C.).

Quelques modèles sont prévus pour la réception des gammes A.M. et F.M. Ils comprennent quatre sections : A.M. : 280-120 pF et F.M. : 12,5-12,5 pF ou 14,5 + 14,5 pF, ainsi que quatre ajustables pour l'étalonnage de chacune des sections. Leur courbe de variation de capacité est linéaire.

Leur technologie de fabrication est très différente de celle utilisée pour les condensateurs variables à air. Une plaque de base en plastique indéformable reçoit l'axe de commande, deux orifices filetés pour recevoir les vis de fixation du condensateur sur le circuit imprimé et quatre colonnettes formées d'une tige filetée et d'entretoises calibrées.

Capacité nominale		Capacité résiduelle maximale (1)		Capacité utile minimale des condensateurs ajustables	Loi de variation (2)	Tolérance		Fréquence maximale de résonance en MHz
Élément de référence	Autre élément	Élément de référence	Autre élément			Conformité	Alignement (6)	
490 (3)	490 (3)	15	15	20	Midline	± (1 % + 1 pF)	± 1 % ou 1 pF	30
380 (3)	380 (3)	15	15	20	Midline	± (1 % + 1 pF)	± 1 % ou 1 pF	30
200 (4)	380	13	15	20	Midline	± (1 % + 1 pF)	± 1 % ou 1 pF	30
280 (4)	280	11	12	10	Linéaire ou Midline	± (2 % + 1 pF)	± (1 % + 1 pF)	40
120 (4)	280	7	9	10	Linéaire ou Midline	± (2 % + 1 pF)	± (1 % + 1 pF)	40
95 (4) (5)	185 (5)	5	6	10	Linéaire ou Midline	± (2 % + 1 pF)	± (1 % + 1 pF)	40
14,5 (7)	14,5 (7)	5	5	—	Linéaire	± 0,5 pF	± 0,5 pF	250

(1) Y compris la résiduelle du condensateur ajustable. La fiche technique du fabricant précisera la valeur moyenne de la capacité résiduelle particulière à chaque fabrication de série avec une tolérance de ±1 pF ainsi que les capacités résiduelles utiles.

(2) A l'étude. Début de la loi fixée à 9°; fin de la loi fixée à 175° 30'.

(3) Il est recommandé de choisir la valeur 380/380.

(4) Afin que ces condensateurs puissent être utilisés avec les deux fréquences intermédiaires 455 kHz et 480 kHz, la loi de variation de l'élément de référence a été déterminée en prenant comme fréquence intermédiaire la valeur *fictive* de 467,5 kHz $\frac{(455 + 480)}{2}$.

(5) Pour la variation à diélectrique solide de ce condensateur variable, une spécification est en cours d'études.

(6) La plus forte des deux valeurs.

(7) Applicable depuis juin 1963. Ce condensateur est destiné à la MF. Pour les condensateurs mixtes MA/MF, ces capacités nominales peuvent être associées aux capacités nominales 380/380 et 120/280.

Sur deux colonnettes on fixe les lames de l'élément oscillateur et sur les deux autres les lames de l'élément haute fréquence.

Les lames semi-circulaires sont en cuivre, elles sont très minces de l'ordre du dixième de millimètre. Elles sont séparées par un film de polystyrène qui est un excellent diélectrique.

Les lames mobiles également semi-circulaires sont fixées sur l'axe et sont, ainsi réunies à la masse.

L'ensemble des lames fixes et des séparateurs sont fixés sur deux colonnettes. Tout d'abord, près de la plaque de base, on place l'élément haute fréquence; puis, l'élément oscillateur relié aux deux autres colonnettes. Une plaque de plastique transparent assure la rigidité de l'ensemble. Sur celle-ci, on dispose les deux ajustables. Leur lame fixe est reliée à la colonnette convenable, correspondant respectivement aux lames de l'élément H.F. et de celles de l'oscillateur. Une languette métallique sous la plaque transparente est en contact avec l'extrémité de l'axe de commande; elle est ainsi à la masse. Elle permet le positionnement des deux vis de réglage des ajustables. Ces vis sont solidaires de la lame mobile semi-circulaire séparée, elle aussi, de la lame fixe par un disque de polystyrène.

L'ensemble est protégé par un capot en plastique transparent percé de deux trous pour la commande des ajustables. Les sorties sont fixées sur les colonnettes pour les lames actives et sur l'extrémité de l'axe de commande pour la masse. Les lames sont semi-circulaires, c'est-à-dire qu'elles ne représentent que la moitié d'un disque, soit 180°.

Lorsque les lames mobiles recouvrent les lames fixes on obtient la capacité maximale; lorsqu'elles sont chacune de part et d'autre de l'axe, il ne reste plus que la capacité résiduelle. On voit que dans ces conditions, la variation de capacité est linéaire en fonction de l'angle de rotation de l'axe.

Il est difficile de modifier le profil des lames pour obtenir une loi de variation mid-line, dans un si petit volume.

Les plus petits condensateurs doubles mesurent : 15 × 15 × 11,5 mm; les modèles classiques ont entre 20 × 20 × 12,5 mm et 25 × 25 × 14,5 mm.

Caractéristiques

— Angle de rotation : 173° à 175°.
— Tolérance sur les capacités : $\pm(3\ \% + 1\ pF)$.
— Tolérance sur la courbe de variation de capacité : $\pm(2\ \% + 1\ pF)$.
— Angle de pertes : $10 . 10^{-4}$.
— Isolement : $10^3\ M\Omega$.
— Coefficient de température : $< \pm 400 . 10^{-6}/°C$.
— Température de fonctionnement : —20 °C à +55 °C.
— Tension de test diélectrique : 50 ou 100 V ~.
— Capacités résiduelles : pour 120 pF, résiduelle < 9 pF,
pour 280 pF, résiduelle < 11 pF.
— Capacité des deux ajustables : > 15 pF.

Un condensateur à quatre cages pour A.M.-F.M. mesure : 28 × 28 × 20,5 mm.

— Capacités résiduelles : pour 120 pF, résiduelle < 9 pF,
pour 280 pF, résiduelle <11 pF,
pour 12,5 pF, résiduelle < 7 pF.
— Capacité des quatre ajustables : >9 pF.

Sur certains modèles on peut fixer sur leur plaque avant un démultiplicateur à engrenage de rapport 1 : 6,12.

A ces modèles d'origine française ou européenne se sont joints des modèles économiques en provenance des pays de l'Extrême Orient. La valeur de capacité des deux cages peut être différente de celle normalisée en France; une adaptation des bobinages doit être effectuée.

1.3. Les condensateurs variables professionnels

Ils répondent aux normes et spécifications suivantes :

Condensateurs variables à air : NF C 93 170 - C.E.I. 334 et 418/1 et 2. C.C.T.U. 03-05.

Condensateurs variables à air à flasques isolants : C.C.T.U. 03-06.

Condensateurs variables à diélectrique en film plastique : C.E.I. 415.

CONDENSATEURS VARIABLES A AIR, A LOI DE VARIATION DÉFINIE (C.C.T.U. 03-05).

Leur fabrication est fondée sur le même principe général que celui utilisé pour les condensateurs à air grand public. Cependant elle est beaucoup plus élaborée, beaucoup plus précise et beaucoup plus robuste.

La cage est en acier cadmié tropical. L'axe est en acier inoxydable ainsi que les paliers et les billes.

Les lames sont en laiton argenté et parfois doré. Elles sont soudées à l'axe et à la pièce de positionnement.

Les languettes de contact de masse ont des grains d'argent massif, afin d'assurer une mise à la masse parfaite et constante des lames mobiles.

Les lames fixes sont isolées par des pièces en céramique siliconée.

Il est très rare de prévoir des condensateurs ajustables ou des démultiplicateurs sur ces composants.

Caractéristiques :

Tolérances

Capacité nominale (pF)	Case de référence écart maximal	Alignement
Précision : A		
$C_n < 100$	±0,3 pF ou ±0,5 %	±0,3 pF ou ±0,5 %
$C_n > 100$	±0,5 pF ou ±0,5 %	±0,5 pF ou ±0,5 %
Précision : B		
$C_n < 100$	±2 pF	±2 pF
$C_n > 100$	±2 pF ou ±2 %	±2 pF ou ±2 %
(la plus grande des deux valeurs indiquées)		

— Angle de pertes : C_{max} à $f = 10$ MHz : tg $\delta < 25 \cdot 10^{-4}$.
— Coefficient de température : à C_{max} : $40 \cdot 10^{-6}$/°C.
— Fréquence maximale d'utilisation : $C_n < 100$ pF = 100 MHz.
$C_n > 100$ pF = 40 MHz.
— Isolement : sous 500 V_{cc} : 10 000 MΩ.
— Valeur de capacité C_n : 47 à 1 000 pF, série E12.

— Lois de variation : linéaire en capacité, midline, linéaire de fréquence $\sqrt{2}$, $\sqrt{3}$ ou X2.

— Tensions maximales de service : 400, 630, 1 000, 1600, 2500 V_{crete}.

— Axe de commande : reliés à la masse ou isolés : diamètre : 6 mm et 10 mm.

— Nombre de cages : une ou deux.

CONDENSATEURS VARIABLES A AIR, A FLASQUES ISOLANTS (C.C.T.U. 03-06)

Ces condensateurs sont montés sur une plaque, ou entre deux plaques de stéatite (fig. 5-4). Ils peuvent être simples, doubles ou différentiels. Les lames sont en laiton argenté, l'axe en alliage inoxydable est monté sur un palier à double rangées de billes.

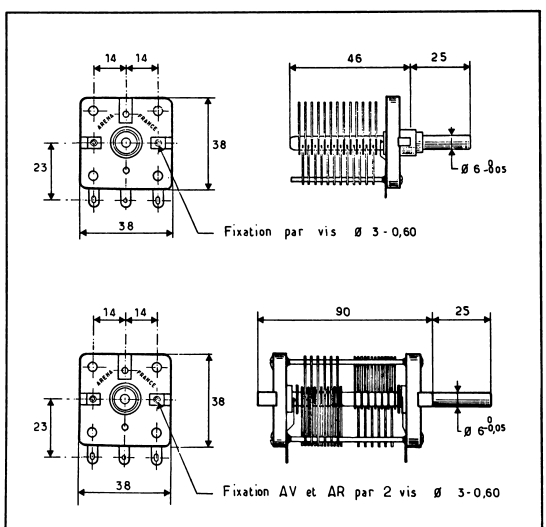


Fig. 5-4. — Exemples de condensateurs variables à air à flasques isolants (*Aréna*).

Caractéristiques

— Tolérance : ± 5 %, ± 10 % ou ± 1 pF selon les modèles.
— Angle de pertes : C_{max} à f : 10 MHz : tg $\delta < 25 . 10^{-4}$.
— Coefficient de température : à $C_{max} < 60 . 10^{-6}$/°C.
— Fréquence maximale d'utilisation : 40 ou 100 MHz selon les modèles.
— Isolement : sous 500 $V_{cc} > 10\,000$ MΩ.
— Valeur de capacité C_n : 10 à 220 pF, série E6.
— Loi de variation : linéaire en capacité.
— Tensions maximales de service : 250, 400, 630, 1 000 et 1 600 $V_{crête}$.
— Axe de commande : diamètre 6 mm.
— Nombre de cages : une ou deux.

2. LES CONDENSATEURS AJUSTABLES

2.1. Les condensateurs ajustables à lames, à diélectrique air

(C.C.T.U. 03-01 — C.E.I. 418-3 et 4)

Ils ressemblent aux condensateurs variables à air, à flasques isolants qui viennent d'être étudiés, mais généralement plus petits. Leurs caractéristiques sont voisines.

Pour un circuit oscillant simple un ajustable unique convient (fig. 5-5*a*), mais pour les circuits symétriques il faut employer soit un ajustable différentiel (*b*), soit un ajustable « papillon » (*c*). En très haute fréquence ces ajustables tiennent lieu de condensateurs variables d'accord.

Ces trois types de condensateurs sont fabriqués à partir des mêmes éléments de base. Ils comprennent une plaquette de céramique siliconée sur laquelle sont sertis un ou deux stators, suivant le type, en laiton cadmié et deux écrous pour la fixation au châssis.

Le rotor également en laiton cadmié n'est pas isolé de l'axe sur lequel frotte un ressort dont la résistance de contact est très faible (inférieure à $3 . 10^{-3}$ Ω). Aucune butée ne limite le mouvement du rotor qui se commande par un tournevis. Stator et rotor sont isolés des écrous de fixation et par conséquent du châssis. On peut donc réaliser un couplage capacitif variable entre deux circuits sans liaison à la masse.

Tous ces modèles peuvent être livrés avec un système de blocage de l'axe.

Caractéristiques

— Tolérance : ± 5 % ou 0,5 pF.
— Angle de pertes : C_{max} à $f = 10$ MHz = tg $\delta < 25 . 10^{-4}$.
— Coefficient de température : à $C_{max} < 70 . 10^{-6}$/°C.
— Fréquence maximale d'utilisation : entre 100 et 450 MHz.
— Isolement : sous 500 $V_{cc} > 10\,000$ MΩ.
— Valeur de capacité C_n : 4,7 à 150 pF, série E12.
— Loi de variation : linéaire en capacité.
— Tensions maximales de service : 160, 250, 400, 630, 1 000 V.
— Axe de commande : diamètre 6 mm ou par tournevis.

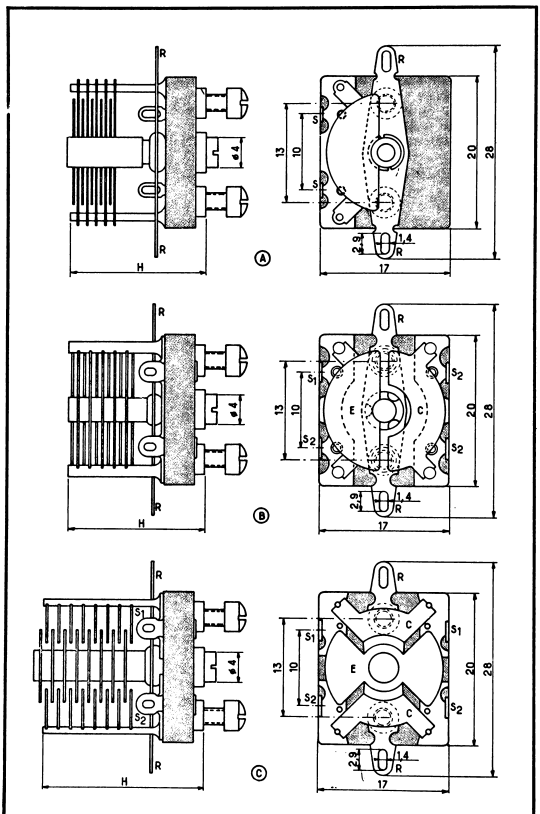


Fig. 5-5. — Condensateurs ajustables à air : modèle simple (A), modèle différentiel (B), modèle papillon (C)

2.2. Les condensateurs ajustables cyclindriques à la céramique

Il existe plusieurs modèles qui reposent sur le même principe (fig. 5-6). Le condensateur est composé d'un tube de céramique (A) rectifié intérieurement avec des tolérances très faibles afin d'éliminer tout jeu du rotor. Le tube est siliconé afin d'avoir des pertes très faibles même en atmosphère humide. Le rotor fileté (B) est en métal invar. Il peut être vissé dans le tube grâce à deux rainures radiales. La chemise en laiton (E) réunie à la cosse à souder (S) forme une armature; elle est enfoncée à force sur le tube de céramique.

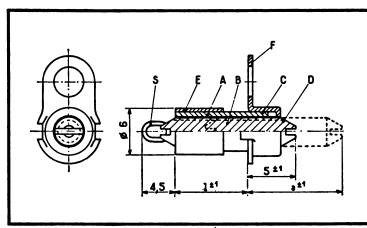


Fig. 5-6. — Condensateur ajustable cylindrique à la céramique (R.T.C.).

L'embase (C) en laiton argenté guide le rotor (B) au moyen d'une boucle ressort en bronze phosphoreux (D), elle aboutit à la cosse de sortie (F). Cet ensemble forme l'armature variable. Dans certains modèles l'armature extérieure est soudée directement dans un trou du châssis diminuant la résistance série de l'ensemble et permettant un fonctionnement aux fréquences très élevées : télévision par exemple.

La variation totale de capacité est obtenue pour une rotation de 3 à 11 tours complets du rotor.

Caractéristiques

— Angle de pertes : C_{max} à f : 10 MHz : tg $\delta < 60.10^{-4}$.
— Coefficient de température : céramique groupe I : $\pm 200 . 10^{-6}$/°C.
— Résistance parallèle à 1 MHz : 3 à 10 M Ω.
— Valeur de capacité, C_n : 3 à 18 pF, résiduelle : environ 1 pF.
— Loi de variation : linéaire en capacité.
— Tension maximale de service : 500 V.
— Commande par tournevis.
— Température : −50 °C à +100 °C.

2.3. Les condensateurs ajustables céramique multicouche

« *Cerfeuil L.C.C.* » (C.C.T.U. 03-03, C.I.E. 499).

Ce type de condensateur comprend : un stator en céramique partiellement doré et un rotor également en céramique partiellement doré. Lorsque les deux surfaces dorées sont en regard, séparées par la céramique, la capacité est

maximale. Elle est minimale lorsque les surfaces dorées sont en opposition. L'ensemble est rendu étanche et ininflammable. La capacité maximale est repérée lorsque les deux encoches du rotor et du stator sont en regard (fig. 5-7a).

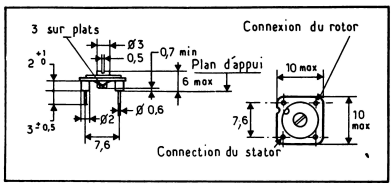


Fig. 5-7 a. — Condensateur ajustable céramique « *Cerfeuil L.C.C.* ».

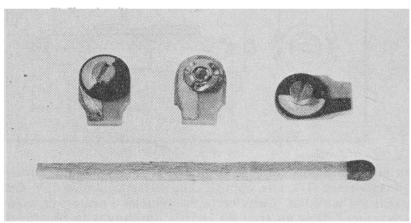


Fig. 5-7 b. — Autre exemple de condensateur ajustable céramique (*Stettner*).

Caractéristiques

- Angles de pertes : C_{max} à f : 10 MHz : tg δ : $< 15 . 10^{-4}$.
- Coefficient de température : $0 \pm 30 . 10^{-6}$/°C.
- Fréquence maximale d'emploi : 200 à 300 MHz.
- Isolement : > 100 G Ω.
- Valeurs de capacité C_n : 3 à 45 pF.
- Loi de variation : linéaire en capacité.
- Tension maximale de service : 63 V.
- Température : −55 °C à +125 °C.
- Commande par tournevis.

2.4. Les condensateurs ajustables à diélectrique en verre

(Corning-Sovirel et Sprague).

Ces condensateurs sont basés sur le même principe que ceux en céramique qui viennent d'être décrits (§ 2-2). Le tube de céramique est remplacé soit par un tube de verre spécial ou de quartz. Il est métallisé à l'extérieur pour former une armature. Le rotor est maintenu par un système métallique fixé à l'autre extrémité du tube de verre.

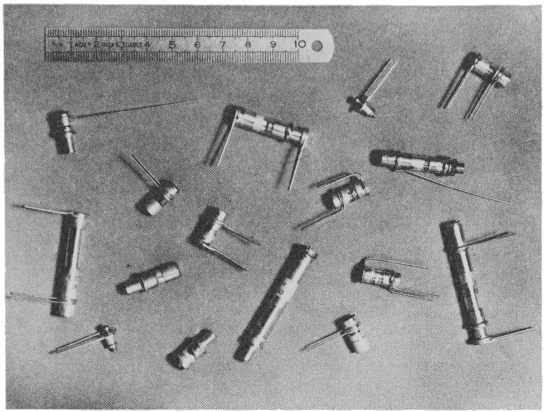


Fig. 5-8. — Condensateur ajustable à diélectrique en verre, gamme *Sprague*.

La figure 5-8 montre la diversité des modèles de la gamme *Sprague*.
Leurs caractéristiques principales sont du même ordre de grandeur que celle des condensateurs ajustables à la céramique.

2.5. Les condensateurs ajustables circulaires à diélectrique plastique

(R.T.C.)

Ce sont des petits condensateurs variables, dont il existe des versions grand public et des versions professionnelles.

• **Version « grand public »**

ΔC = 5,5 à 65 pF; C résiduelle = 1,2 à 5,5 pF; coefficient de température légèrement négatif entre -200 et $-750 \cdot 10^{-6}/°C$; U_n = 100 V.
La figure 5-9 donne les dimensions des modèles : ΔC = 5,5 pF, 10 pF et 22 pF masse = 0,7 g.

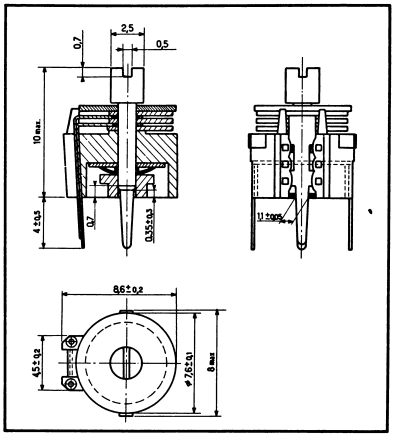


Fig. 5-9. — Condensateur ajustable circulaire à diélectrique plastique, version grand public (*R.T.C.*).

- **Versions « professionnelles »**
  - — Modèles simples : $\Delta C = 20$ à 100 pF; C résiduelle = 2,5 à 7 pF; $U_n = 350$ V et 200 V; tg δ à 1 MHz $= 10 . 10^{-4}$.
  - — Modèles différentiels : $\Delta C = 20$ à 100 pF; C résiduelle = 2,5 à 7 pF; $U_n = 350$ V et 200 V; tg δ à 1 MHz $= 10 . 10^{-4}$.
  - — Modèles papillon : $\Delta C = 5$ à 25 pF; C résiduelle = 1,5 à 3 pF; mêmes autres caractéristiques.

CHAPITRE VI

LES BOBINAGES POUR LES CIRCUITS D'ALIMENTATION ET DE BASSE FRÉQUENCE

1. L'ÉLECTROMAGNÉTISME

Ce paragraphe constitue un bref rappel des notions indispensables à connaître pour assimiler la technologie de fabrication des bobinages. Le lecteur insuffisamment informé doit consulter un cours d'électricité.

1.1. La définition des unités

Ampère (A) : L'ampère est l'intensité d'un courant électrique constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de un mètre l'un de l'autre, dans le vide, produit en ces conducteurs une force de $2 \cdot 10^{-7}$ newton par mètre de longueur.

$$f_{(N)} = 2 \cdot 10^{-7}/\text{m}$$

Weber (Wb) : Le weber est le flux d'induction magnétique qui, créé en une seconde à travers une spire, y produit une F.E.M. induite de un volt.

$$\Phi = 1 \text{ V}_s$$

Tesla (T) : Le tesla est l'intensité du vecteur induction d'un champ magnétique (B) qui produit, à travers une surface plane, d'aire 1 m^2 et perpendiculaire aux lignes d'induction, un flux d'induction magnétique de 1 weber.

$$\Phi = B\,S\cos\alpha$$

si $\alpha = 0$, $\cos\alpha = 1$ et $\Phi = BS$, le flux est maximal.
si $\alpha = 90°$, $\cos\alpha = 0$ et $\Phi = 0$, le flux est nul

$$T = 1\ V_s/m^2 \qquad \text{ou} \qquad T = 1\ Wb/m^2$$

Intensité de l'induction au centre d'une bobine et sous vide (ou dans l'air) :

$$B = \mu_0 \frac{NI}{D}$$

μ_0 : perméabilité dans le vide $= 4\pi \cdot 10^{-7}$
N : nombre de spires.
I : intensité en ampères
D : diamètre de la bobine en mètres
B : intensité de l'induction en teslas.

Pour une bobine longue par rapport à son diamètre :

$$B = \mu_0 \frac{NI}{l}$$

l : longueur de la bobine en mètres.

Ampère par mètre (A/m) — On obtient ainsi l'intensité du champ magnétique $\left(H = \frac{I}{l}\right)$. On peut également employer l'ampère-tours (NI).

Perméabilité relative (μ_r). — Si l'intensité de l'induction dans le vide (ou dans l'air) est B_0, l'introduction d'un noyau de fer doux dans cette bobine, donne dans le fer une intensité B. La perméabilité relative est :

$$\mu_r = \frac{B}{B_0}$$

Cette perméabilité relative n'est pas constante, elle dépend des conditions de la mesure et de l'intensité de l'induction.

Henry (H). — Le henry est l'inductance propre d'une bobine sans fer qui est traversée par le flux total d'un weber, lorsqu'elle est parcourue par un courant d'un ampère.

$$N\Phi = LI \qquad H = 1\ V_s/A$$

N : nombre de spires, Φ : le flux d'induction magnétique à travers une spire.

Loi de Maxwell. — Le travail des forces magnétiques au cours du déplacement d'un conducteur est égal au produit de l'intensité I du courant, par le flux d'induction coupé au cours du déplacement :

$$W = I \cdot \Phi$$

W : en joules, I : en ampères, Φ en webers.

Loi de Lenz. — Toute variation de flux d'induction à travers un circuit fermé donne naissance à un courant induit. Ce courant naît et cesse en même temps que la variation de flux. Le sens du courant induit est tel qu'il s'oppose à la variation du flux inducteur.

Force électromotrice d'induction. — Elle est égale à la valeur absolue de la dérivée du flux d'induction par rapport au temps.

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}$$

le signe moins traduit la loi de Lenz.
e : en volts, Φ : en webers, t : en secondes.

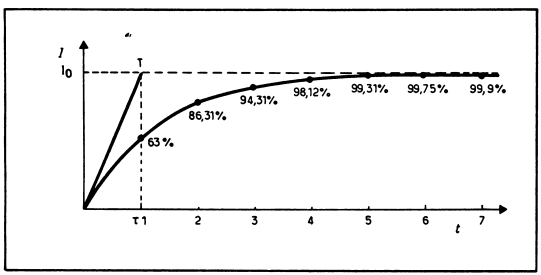


Fig. 6-1. — Établissement du courant dans une bobine.

Établissement du courant dans une inductance (fig. 6-1)

Le courant est en retard sur la tension par suite de l'inductance propre de la bobine. Le passage du courant y crée un flux et il prend naissance un courant induit qui s'oppose à l'accroissement du flux, donc à l'établissement du courant. Le courant croît lentement jusqu'à la valeur constante I_0 déterminée par la loi d'ohm. Théoriquement c'est au bout d'un temps infini que le courant prend l'intensité I_0. La tangente à l'origine coupe l'asymptote en un point T dont l'abscisse est une valeur τ, c'est la *constante de temps*.

Elle ne dépend pas de la source d'alimentation, mais seulement de la bobine et de la résistance du circuit ($\tau = L/R$). La courbe de progression de l'intensité dans une bobine suit la même loi que celle de l'augmentation de tension dans un condensateur.

Rupture du courant dans une inductance

La rupture brusque du courant dans une bobine provoque aux bornes de l'interrupteur une étincelle d'*extra-courant de rupture*.

En effet, à l'ouverture du circuit le flux passe de Φ à zéro. Il y a donc apparition d'une F.E.M. d'induction dont la valeur peut atteindre plusieurs dizaines de fois la tension d'alimentation normale, car dt est très court.

Courants de Foucault. — Les variations de flux d'induction donnent naissance à une force électromotrice d'induction dans la masse des conducteurs, du circuit magnétique et dans toutes les pièces métalliques. Ces courants sont proportionnels au flux d'induction et à la fréquence. Ces courants induits absorbent de l'énergie, ce qui se traduit par un dégagement de chaleur par effet joule.

Induction mutuelle. — Lorsque deux bobines sont placées l'une près de l'autre, une variation de champ magnétique dans l'une entraîne une variation de flux qui traverse l'autre. La grandeur relative de ce flux dépend des positions mutuelles des deux bobines, de leurs dimensions et de leur nombre de spires. Ce flux est grand si le couplage est serré, il est faible ou nul si les bobines sont éloignées ou perpendiculaires.

Le coefficient d'induction mutuelle entre deux circuits est de un henry, lorsqu'un courant d'un ampère dans l'un produit un flux d'un weber dans l'autre, soit une F.E.M. d'un volt.

Alors qu'un coefficient de self-induction est toujours positif par définition, un coefficient d'induction mutuelle peut être négatif si les bobines sont de sens inverse.

1.2. L'électromagnétisme en continu et en alternatif

Un électron au repos est entouré d'un *champ électrique*, tandis qu'un électron en mouvement produit en plus un *champ magnétique*. Donc tout conducteur parcouru par un courant électrique est entouré d'un champ électrique et d'un champ magnétique. On met en évidence ce phénomène en plaçant une aiguille aimantée au voisinage d'un conducteur. Dès que le courant circule, l'aiguille tend à se placer perpendiculairement au conducteur.

La règle d'Ampère détermine le sens du champ magnétique autour d'un conducteur (fig. 6-2). On suppose un bonhomme couché sur le fil à plat ventre, le courant lui entrant par les pieds, son bras gauche étendu donne le sens de déviation de l'aiguille aimantée, soit le sens de rotation des lignes de force autour du conducteur.

Pour augmenter l'intensité du champ magnétique on peut donner au fil la forme d'une spire et bobiner dans l'air ou sur un support un certain nombre de spires parallèles. On obtient une spirale cylindrique appelée *solénoïde ou bobine de self-induction.*

A l'intérieur d'un solénoïde parcouru par un courant I, le champ magnétique (H) est uniforme. Son intensité est proportionnelle à l'intensité du courant en ampères et au nombre de spires par mètre. Elle s'exprime en *ampères par mètre.*

Dans un solénoïde, les lignes de force sont parallèles à l'axe de la bobine; elles sortent par le pôle nord et se referment par le pôle sud. Pour trouver le sens des lignes de force du champ magnétique, il faut appliquer la règle du *tire-bouchon de Maxwell* (fig. 6-3). Si on fait tourner un tire-bouchon dans le sens du courant qui parcourt les spires, il se déplace dans le sens des lignes de force à l'intérieur du solénoïde. On en déduit que le pôle par où sortent les lignes de force est un pôle nord et que le pôle par où elles rentrent dans le solénoïde est un pôle sud. La figure donne également un moyen mnémotechnique pour déterminer la nature du pôle. Il s'agit de tracer la lettre N ou la lettre S et de vérifier la concordance des flèches aux extrémités de ces lettres avec le sens du courant dans les spires de la bobine.

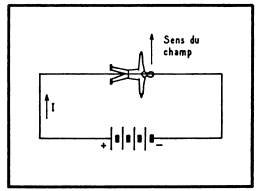


Fig. 6-2. — Règle d'Ampère.

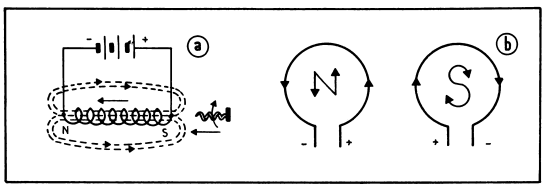


Fig. 6-3. — (a) Règle du tire-bouchon de Maxwell. Les flèches indiquent respectivement le sens de rotation du tire-bouchon, son sens d'avancement ainsi que le sens des lignes de force et du courant; (b) Moyen mnémotechnique de détermination de la nature des pôles.

On a vu que la perméabilité initiale μo est définie pour le vide ($\mu r = 4\pi . 10^{-7}$). On admet en pratique que la perméabilité relative μr est égale à μo pour l'air, ainsi que pour toutes les substances qui ne sont pas ferro-magnétiques; c'est-à-dire les supports de bobinage en bakélite, en plastique, en verre, en quartz, en céramique, etc.

Le flux magnétique est fonction de la perméabilité relative du noyau, d'où l'importance des circuits magnétiques tels que le fer ($\mu r = 2\,500$) et les alliages au nickel ($\mu_r = 250\,000$). Lors de l'utilisation de ces noyaux magnétiques il faut tenir compte des pertes par hystérésis et par courant de foucault.

Cycle d'hystérésis (fig. 6-4).

L'aimantation résiduelle étant nulle, on trace la courbe de première aimantation OA jusqu'à la saturation du métal. Si on diminue le champ magnétique, l'induction dans le métal diminue très lentement. Pour H = O, il reste une induction rémanente B_r. Il faut inverser le champ, pour annuler cette induction, jusqu'à $-H_c$ qui est le champ coercitif. En continuant l'inversion du champ on atteint à nouveau la saturation qui exige un champ coercitif $+H_c$ pour annuler l'induction rémanente $-B_r$. Les courbes sont symétriques. Les pertes sont proportionnelles à l'aire du cycle d'hystérésis et à la fréquence :

$$P_H = S_H f$$

P_H en watts, S_H en m³ et f en hertz.

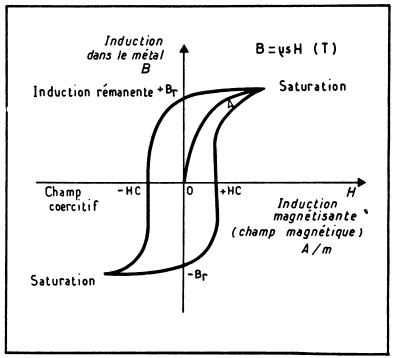


Fig. 6-4. — Cycle d'hystérésis.

On a intérêt d'adopter des métaux ou des alliages ayant une surface d'hystérésis (S_H) la plus réduite possible. Il faut également les utiliser avec un champ magnétique n'atteignant pas la saturation du métal.

Self-induction en alternatif

Une spire conductrice tournant sur elle-même dans un champ magnétique uniforme est le siège d'une force électromotrice induite alternative :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}$$

La tension instantanée est : $U_{max} \sin \omega t$. Si le circuit a une résistance R, l'intensité instantanée est :

$$I = \frac{U_{max} \sin \omega t}{R}$$

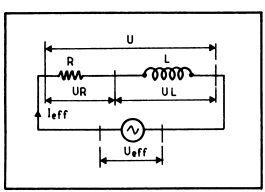


Fig. 6-5. — Résistance et self-induction en courant alternatif.

Les deux valeurs sont en phase et la puissance moyenne est :

$$P = U_{max} \sin \omega t \times I_{max} \sin \omega t$$

ou :

$$P = \frac{U_{max}^2 \sin^2 \omega t}{R}$$

Pour étudier le comportement d'une bobine en alternatif il faut réaliser le schéma de la figure 6-5. Un alternateur de tension U_{eff} et de fréquence f alimente en série une résistance R et une bobine L. Il est en effet impossible de construire une bobine sans résistance. Une force contre-électromotrice de self-induction naît dans le circuit en vertu de la loi de Lenz. Cette tension tend à s'opposer à celle de l'alternateur. Donc, lorsque la tension de la source croît, l'intensité dans le circuit progresse plus lentement (fig. 6-1). C'est l'inverse qui se produit lorsque la tension de la source décroît. On dit que l'intensité est déphasée en arrière par rapport à la tension. On trace les vecteurs de la figure 6-6. Le courant I étant commun à R et à L en série est choisi comme origine des phases; U_R et U_L désignent les d.d.p. aux bornes de R et de L.

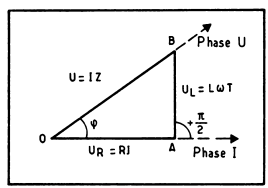


Fig. 6-6. — Diagramme vectoriel du circuit de la figure 6-5.

U_R est en phase avec I, U_L est en quadrature avant $\left(+\frac{\pi}{2}\right)$ sur I. La tension résultante est :

$$U^2 = R^2 I^2 + L^2 \omega^2 I^2$$

$$U = I\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$$

c'est une généralisation de la loi d'ohms, l'impédance Z s'exprime en ohms :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} \quad \text{ou} \quad Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

et

$$U = IZ$$

$X_L = L\omega$ s'exprime aussi en ohms, c'est la réactance de self-induction ou inductance.

Cette tension résultante est déphasée d'un angle φ :

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{L\omega I}{RI} = \frac{L\omega}{R}$$

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z} \quad \text{et} \quad \sin\varphi = \frac{L\omega}{Z}$$

Cos φ est appelé : facteur de puissance : $P = UI \cos \varphi$.
La figure 6-7 montre le diagramme de puissance. On distingue :
La puissance active dissipée par la résistance du circuit :

$$P = RI^2$$
$$P = UI \cos \varphi \quad \text{en} \quad \text{watt} \quad (W)$$

La puissance réactive absorbée par l'inductance :

$$Q = L \omega I^2$$
$$Q = UI \sin \varphi \text{ en VAR}$$

La puissance apparente résultante :

$$S = UI \text{ en volt-ampère (VA)}$$

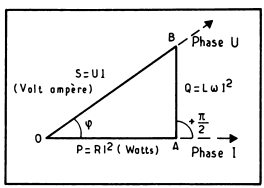


Fig. 6-7. — Diagramme de puissance.

La puissance active est fournie par la source, c'est la puissance wattée. La puissance réactive est fournie par l'inductance à la source, c'est la puissance déwattée. Lorsque le déphasage φ augmente, le temps pendant lequel le circuit restitue de l'énergie augmente et la puissance résultante diminue.
Cette question a été traitée pour les condensateurs au chapitre IV, § 1-3 et pour la correction du facteur de puissance au moyen de condensateurs au chapitre IV, §, 2-4 (fig. 4-13).

1.3. Le circuit oscillant série

On associe en série une bobine L, une résistance inévitable R et un condensateur C aux bornes d'un alternateur de tension U_{eff} et de fréquence f (fig. 6-8). La tension U_{eff} est égale à la somme géométrique de la tension aux bornes de C et de celle aux bornes de L.

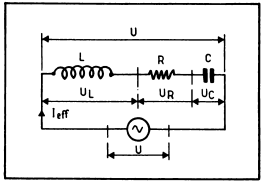


Fig. 6-8. — Circuit oscillant série.

Pour résoudre ce problème par un graphique vectoriel, on trace d'abord le vecteur correspondant à la tension aux bornes de la résistance (vecteur OA = RI). Du point A, on élève la perpendiculaire AB proportionnelle à la force électromotrice de self-induction L ω I. Enfin, du point B, on trace le vecteur BC fonction de la force électromotrice de capacité I/C ω perpendiculaire à OA et déphasé de $\pi/2$ dans le sens du retard. C'est-à-dire que la force électromotrice de capacité se retranche de la force électromotrice de self-induction. La tension totale est donnée par le vecteur OC et l'angle de déphasage total est φ

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega I - \frac{I}{C\omega}}{RI} = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

$$U^2 = R^2 I^2 + \left(L\omega I - \frac{I}{C\omega}\right)^2$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

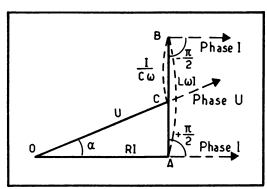


Fig. 6-9. — Résolution graphique du circuit série lorsque L ω I > I/C ω.

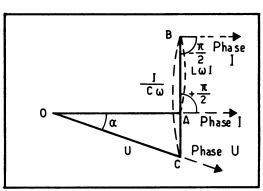


Fig. 6-10. — Résolution graphique du circuit série lorsque L ω I < I/C ω.

La quantité sous le radical est l'impédance du circuit en ohms. Trois cas peuvent se présenter :

1° L ω I est plus grand que I/C ω (fig. 6-9). Le circuit total est *inductif*. L'intensité du courant qui le parcourt est déphasée en arrière de la tension;

2° L ω I est plus petit que I/C ω (fig. 6-10). Le circuit est *capacitif*. L'intensité du courant est déphasée en avant de la tension. L'angle de déphasage φ est négatif;

3° L ω I est égal à I/C ω. On dit alors qu'il y a *résonance*. Le point C vient coincider avec le point A. Il n'y a plus aucun déphasage. La tension est U = RI. On dirait qu'il n'y a plus que la résistance R dans le circuit.

Les tensions $L\omega I$ et $I/C\omega$ aux bornes de L et de C peuvent être beaucoup plus grandes que la tension résultante U. On dit qu'il y a production de *surtension*. En particulier à la résonance, si R est très petit, la tension $U = RI$ est faible et les tensions $L\omega I = I/C\omega$ peuvent être très grandes. Le *coefficient de surtension*, ou *l'indice de qualité* Q, est $L\omega/R$. C'est le nombre de fois qu'il faut multiplier la tension de la source pour obtenir la tension aux bornes de l'inductance : $UL = UQ$. Il en est de même pour le condensateur ; son coefficient de surtension est : $Q = 1/CR\omega$. On a de même $U_c = U/CR\omega$.

A la résonance, puisque L et C ont des valeurs fixes, on peut en déduire la fréquence que doit avoir la d.d.p. fournie par le générateur pour que cette réactance effective soit nulle :

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0$$

d'où :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega} \quad \text{et} \quad LC\omega^2 = 1$$

La fréquence de résonance f en hertz :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

1.4. Le circuit oscillant parallèle

Cette fois L et R sont en parallèle sur C (fig. 6-11), la résolution graphique s'opère en raisonnant sur les intensités qui parcourent les deux branches pour en tirer l'intensité totale.

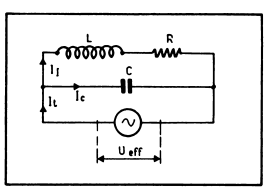


Fig. 6-11. — Circuit oscillant parallèle.

Si U_{eff} est la tension de la source, l'intensité dans la capacité est $I_c = UC\omega$ Elle est déphasée de 90° en avant sur U. L'intensité dans la bobine et dans la résistance est :

$$I_L = \frac{U}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \quad \text{ou} \quad Z_L = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$$

Elle est déphasée en arrière sur U d'un angle φ donné par : $\text{tg}\,\varphi = L\omega/R$. On trace une droite horizontale U représentant l'origine des déphasages.

A partir de O, on porte le vecteur I_L déphasé en arrière d'un angle φ. Du point A ainsi obtenu, on trace AB perpendiculaire à l'horizontale U et déphasé de 90 ° en avant proportionnel à I_c. On obtient le vecteur OB proportionnel à I_t et déphasé de l'angle α par rapport à U. Ici aussi il faut distinguer trois cas :

$\frac{UL\,\omega}{Z_L^2}$ est plus grand que UC ω (fig. 6-12). Le circuit est *inductif* et I_t est déphasé en arrière sur U.

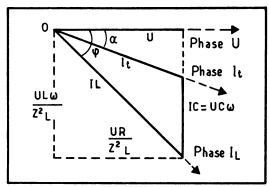


Fig. 6-12. — Résolution graphique du circuit oscillant parallèle lorsque le circuit est inductif.

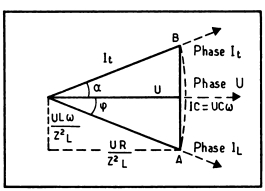


Fig. 6-13. — Résolution graphique du circuit oscillant parallèle lorsque le circuit est capacitif.

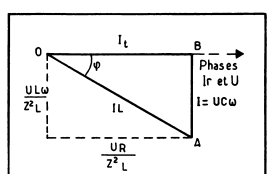


Fig. 6-14. — Résolution graphique du circuit oscillant parallèle à la résonance.

$\frac{UL\,\omega}{Z_L^2}$ est plus petit que UC ω (fig. 6-13). Le circuit est *capacitif* et I_t est déphasé en avant sur U.

$\frac{UL\,\omega}{Z_L^2}$ est égal à UC ω (fig. 6-14). Le circuit est en *résonance parallèle*. I_t est en phase avec U. Le courant qui parcourt le circuit est le plus faible. Si R est très faible on peut le négliger. La condition de résonance se simplifie et devient :

$$\frac{1}{L\,\omega} = C\,\omega \qquad \text{ou} \qquad L\,\omega = \frac{1}{C\,\omega}$$

L'*impédance* du circuit à la résonance est $Z_R = \frac{U}{I_t}$

En se reportant à la figure 6-14 on voit que I_t est un des côtés du triangle rectangle OBA dont on connaît les deux autres côtés :

$$I_t = \frac{RUC\omega}{L\omega} = \frac{RUC}{L}.$$

d'où :
$$Z_R = \frac{U}{I_t} = \frac{UL}{RUC} = \frac{L}{RC}$$

Si la résistance est nulle, l'impédance est infinie. Si elle est faible, comme c'est généralement le cas, l'impédance du circuit est très élevée à la résonance. Le courant qui circule dans les éléments L et C est grand, tandis que le courant total est faible.

La fréquence de résonance est :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

d'où :
$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \qquad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \omega = 2\pi f$$

et :
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

C'est la formule de Thomson. f est en hertz lorsque L est en henrys et C en farads.

Le coefficient de surtension Q des éléments L et C à la résonance joue ici un rôle analogue à celui étudié pour la résonance série. On a dans L :

$$I_L = \frac{LU\omega}{Z_L^2}$$

l'intensité totale :
$$I_t = \frac{UR}{Z_L^2}$$

en faisant le rapport de ces deux intensités on a :

$$\frac{I_L}{I_t} = \frac{LU\omega Z_L^2}{URZ_L^2} = \frac{L\omega}{R}$$

Ici, le facteur Q multiplie le courant dans le circuit pour trouver le courant dans les éléments :

$$I_L = I_t Q$$

Parallèle résumé entre les deux résonances

Impédance	It	E aux bornes des éléments	I dans les éléments
Résonance série : Z = R tend vers zéro lorsque R tend vers zéro.	max.	$U_c = U_L = UQ$	$I_L = I = I_t$
Résonance parallèle : Z = $\frac{L}{RC}$ tend vers l'infini lorsque R tend vers zéro.	min.	$U_c = U_L = U$	$I_L = I_c = I_t Q$

On voit que la résonance série est comparable à la résonance parallèle en inversant les termes U et I en passant de l'un à l'autre.

Courbe de résonance

Elle est obtenue en étudiant le comportement de ces circuits pour des fréquences voisines de la résonance (fig. 6-15). On porte en ordonnées les valeurs de I ou de U, et en abscisses les différentes fréquences. On obtient dans les deux cas une courbe semblable et symétrique par rapport à la fréquence de résonance. Selon la valeur du coefficient de surtension du circuit on obtient une courbe plus ou moins pointue.

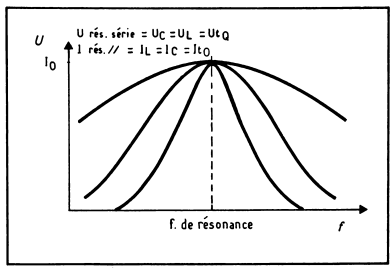


Fig. 6-15. — Courbes de résonance d'un circuit LC série ou parallèle.

Ce type de circuit est donc capable de favoriser certaines fréquences au détriment des autres. Il est à la base de toute l'électronique. On le rencontre dans les filtres, dans les circuits d'accord, et il faut en tenir compte pour la réalisation de tous les appareils.

Sélectivité

La sélectivité d'un circuit résonnant est sa qualité de favoriser la fréquence de résonance par rapport aux autres. On exprime la sélectivité S par rapport à I_{max}/I ou U_{max}/U en fonction du désaccord de fréquence $\Delta\omega$:

$$S^2 = 1 + 4Q^2 \frac{(\Delta\omega)^2}{\omega^2}$$

Où, encore, on peut exprimer S en fonction de la constante de temps du circuit $2L/R = \tau$:

$$S = \sqrt{1 + \left(\frac{2L}{R}\Delta\omega\right)^2}$$

La sélectivité d'un circuit résonnant est sa qualité de favoriser la fréquence de résonance par rapport aux autres. On exprime la sélectivité S par

1.5. La self-induction ou la capacité en parallèle avec une résistance

Si on place une résistance en parallèle avec une bobine de self-induction on obtient le schéma de la figure 6-16. On raisonne, ici, sur les intensités.

Cependant, comme on ne peut pas construire une bobine sans résistance, il faut tenir compte également de l'impédance série.

$$Z_s = \sqrt{R^2 + X_L^2} \qquad X_L = L\omega$$

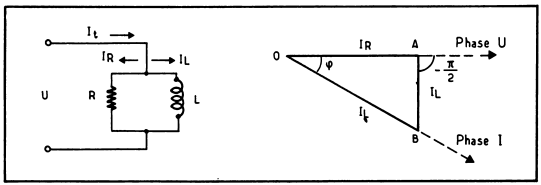


Fig. 6-16. — Résistance et self-induction en parallèle.

si on néglige cette résistance : $Z_s = X_L$.

L'impédance parallèle est égale à :

$$Z_p = \frac{R.X_L}{Z_s} \qquad \cos\varphi = \frac{Z_p}{R}$$

Maintenant, si on branche une résistance en parallèle avec un condensateur on obtient le schéma de la figure 6-17, et on tient un raisonnement identique.

$$Z_s = \sqrt{R_c^2 + X_c^2} \qquad X_c = \frac{1}{C\omega}$$

L'impédance parallèle est :

$$Z_p = \frac{R.X_c}{Z_s} \qquad \cos\varphi = \frac{Z_p}{R}$$

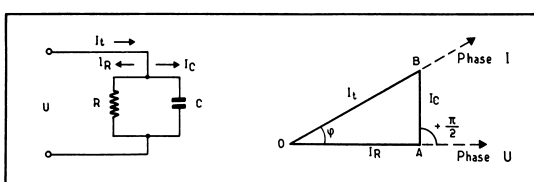


Fig. 6-17. — Résistance et condensateurs en parallèle.

En bref

Dans un circuit L et R en parallèle :

— en continu : L présente un court-circuit à sa résistance près
— aux fréquences basses : X_L est faible, le courant passe par L et φ est voisin de 90°
— en haute fréquence : X_L est grand, le courant passe par R et φ est voisin de 0.

Dans un circuit R et C en parallèle :

— en continu : le courant passe par la résistance et $\varphi = 0$
— aux fréquences basses : X_c est grand, le courant passe en grande partie par R et φ est voisin de zéro.
— en haute fréquence : X_c est faible, le courant passe par le condensateur et φ est voisin de 90°.

Ainsi grâce aux circuits oscillants montés en série ou en parallèle, on peut : accorder un circuit sur une fréquence déterminée et avec une pente de sélectivité désirée; éliminer ou sélectionner une fréquence, ou une bande de fréquence; renforcer relativement ou atténuer une fréquence, ou une bande de fréquence. Tout cela, aussi bien en basse fréquence qu'en haute fréquence. On voit l'importance qu'il y a de bien posséder à fond ces formules et leurs applications.

1.6. Le transformateur statique

Sur un circuit magnétique fermé, en tôle d'acier au silicium, on bobine un enroulement primaire, alimenté en alternatif. C'est le bobinage magnétisant; son impédance Z_p détermine le courant à vide, ou magnétisant I_p. Il doit avoir un nombre de spires par volt suffisant, afin que son courant ne soit pas trop important. Le champ magnétique créé par le primaire produit dans le circuit magnétique un flux alternatif en opposition de phase. Le courant primaire est donc dévatté en totalité, si le transformateur est bien construit; c'est-à-dire, si le circuit magnétique ne présente pas trop de fuites et s'il n'est pas saturé. On peut laisser le transformateur relié au secteur en permanence, sans consommation, tant que le secondaire n'est pas chargé.

On bobine un second enroulement sur le primaire aux bornes duquel apparaît une tension alternative. En effet, cet enroulement est traversé par le flux magnétique créé par le primaire. Ce flux continuellement variable détermine une force électromotrice d'induction.

Le flux magnétique, produit de l'induction par la section utile du circuit, est le même pour les enroulements primaire et secondaire. La tension instantanée aux bornes du primaire est :

$$U_1 = U_p \sin \omega t$$

U_p étant la tension maximale.

Chaque spire du primaire est traversée par un flux $\mu Hs \sin \omega t$, sa valeur maximale étant μHs. s est la section utile du circuit magnétique et μ sa perméabilité.

En négligeant la résistance du primaire on peut dire que la tension fournie par la source équilibre exactement la force électromotrice d'induction développée dans le primaire. Si cet enroulement possède N_p spires, on a :

$$U_p = \frac{\omega \mu HsN_p}{10^8}.$$

Le secondaire est traversé par le même flux, et s'il a N_s spires :

$$U_s = \frac{\omega\mu\, H_s N_s}{10^8}.$$

Le *rapport de transformation* est :

$$\frac{U_s}{U_p} = \frac{N_s}{N_p}.$$

S'il est plus grand que 1, le transformateur est *élévateur*; s'il est plus petit que 1, il est *abaisseur* de tension.

Lorsque le secondaire est réuni à la charge, l'intensité secondaire I_s produit un flux $N_s I_s$ qui tend à démagnétiser le circuit, en application de la loi de Leuz. Le champ magnétique secondaire est donc en opposition constante avec le champ magnétique primaire. Le courant I_p va croître de façon à opposer ses ampères-tours ($N_p I_p$) à ceux du secondaire. Un équilibre est réalisé lorsque les ampères-tours du primaire ($N_p I_p$) sont égaux à ceux du secondaire ($N_s I_s$), aux pertes près par effet Joule et par courants de Foucault. C'est ainsi que la puissance prise à la source est constamment égale à la puissance absorbée par la charge, aux pertes près. Le déphasage de l'intensité sur la tension : cos $\varphi = R/Z$ ou :

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

2. LES TOLES MAGNÉTIQUES

Pour constituer le circuit magnétique des transformateurs d'alimentation, des inductances de filtre et des transformateurs B.F., il est nécessaire de disposer de tôles magnétiques qui peuvent être au silicium, ordinaires ou orientées, ou bien en alliages à haute perméabilité à base de nickel.

2.1. Les tôles ordinaires au silicium

Normes et spécifications :

NF C 28 900. Tôles magnétiques à grains non orientés.

NF C 28 930. Tôles découpées sans déchets.

C.E.I. 404.2. Méthode de mesure des propriétés magnétiques et électriques des tôles.

C.C.T.U. 06-14. Inductances à circuit magnétique feuilleté. Conditions de réception.

Caractéristiques :

Fe-Si avec 1 % Si : pertes 3,6 W/kg à 1 T (10 000 g)
avec 2 % Si : pertes 2,6 W/kg à 1 T
avec 3,5 % Si : pertes 1 W/kg à 1 T.

Densité : 7,65.

Résistivité : 48 $\mu\Omega$. cm.

Point de Curie : 746 °C.

Gamme de température : −55 °C à +150 °C (classe A).

Épaisseurs normalisées : 0,5 et 0,35 mm.

L'adjonction de silicium dans le fer double sa résistance mécanique quadruple son élasticité, réduit les pertes par hystérésis en améliorant sa structure cristalline, triple sa résistivité et de ce fait réduit les pertes par courants de Foucault. Cependant il rend l'acier cassant.

Les tôles pour transformateur de faible puissance ont une épaisseur normalisée de 0,35 mm. Les tôles pour transformateur de puissance, les dynamos et génératrices ont une épaisseur de 0,5 mm. Pour le matériel grand public on utilise de préférence les tôles de 0,5 mm qui forment des circuits moins coûteux. Certaines firmes font fabriquer spécialement des tôles de 0,8 mm pour leurs transformateurs d'alimentation. Les pertes sont légèrement supérieures, mais le tôlage sur machine automatique s'effectue plus rapidement et plus facilement.

Elles sont légèrement cassantes. On doit les travailler à la cisaille ou au poinçon.

Pour éviter la création de courants de Foucault trop importants, il faut feuilleter les circuits magnétiques et pour cela isoler les tôles. Le traitement thermique qu'elles subissent pour stabiliser leurs caractéristiques les oxyde superficiellement. Cette oxydation est souvent suffisante. Cependant, pour le matériel professionnel on peut revêtir les tôles de vernis, de papier collé, d'une fusion superficielle de poudre de magnésie ou de verre avec de la poudre de magnésie (Carlite).

Les tôles découpées doivent être nettes et sans bavures qui les mettraient en court-circuit augmentant les pertes.

Les courbes de la figure 6-18 donnent les pertes en fonction de l'induction pour les différentes qualités de tôles. La figure 6-19 montre les courbes de perméabilité en fonction du champ magnétisant, pour les mêmes types de tôles.

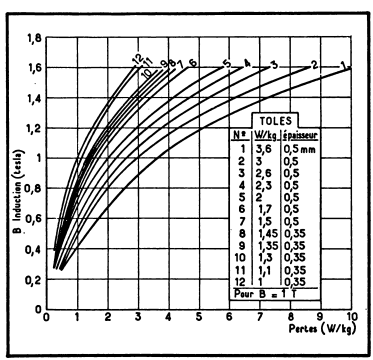


Fig. 6-18. — Pertes en fonction de l'induction pour les différentes qualités de tôle *(Walzwerk Neviges)*.

On voit que les pertes croissent très vite avec l'induction. C'est pourquoi on ne dépasse pas 1,4 T (14 000 gauss), valeur qui présente déjà des pertes doubles par rapport à 1 T. Exemple : une tôle 3,6 W/kg à 1 T, donne 7,2 W/kg à 1,4 T (courbe fig. 6-18).

La perméabilité passe par un maximum pour un champ magnétisant H compris entre 0,005 et 0,01 At/m (ampère-tour par mètre), et diminue ensuite très rapidement. Il est indispensable de calculer les transformateurs avec un champ peu élevé si on veut obtenir le meilleur rendement.

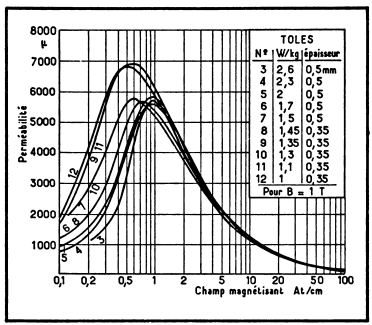


Fig. 6-19. — Perméabilité en fonction du champ magnétisant pour les différentes qualités de tôle (Walzwerk Neviges).

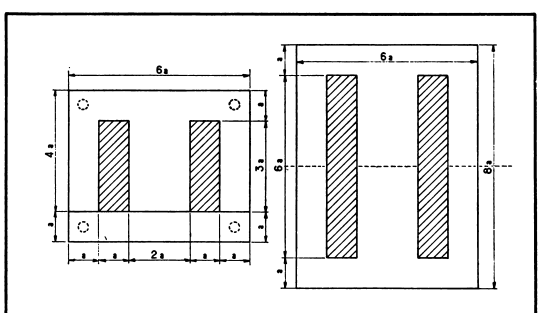


Fig. 6-20. — Découpage des tôles (type « américain » ou en « EI »).

DÉCOUPAGE

Les tôles sont découpées selon plusieurs profils. On distingue :

Le découpage « américain » ou en « EI »

Ce découpage offre l'avantage de n'occasionner aucune perte de tôle (fig. 6-20). Les tôles sont découpées deux par deux et les « fenêtres » forment les I du circuit. En revanche, il a le désavantage de donner des surfaces de fenêtre un peu petites pour loger le bobinage. Il donne des transformateurs avec un excès de fer par rapport au cuivre utilisé; or on obtient le meilleur rendement d'un transformateur lorsque les pertes dues au fer sont du même ordre de grandeur que les pertes dues au cuivre. Cela conduit à choisir obligatoirement des tôles de bonne qualité, jusqu'à 2,6 W/kg, ou à adopter une autre découpe.

Elles sont universellement adoptées pour la fabrication de toutes les catégories de transformateurs, car elles sont les plus économiques, par suite de l'absence de chutes de tôle.

La constitution d'un entrefer est très facile, il suffit de glisser une feuille de papier d'épaisseur convenable entre le E et le I du circuit.

Les dimensions standards de découpe sont données par les normes U.T.E. NF C 28 930-DIN 41 302 et par la spécification F.N.I.E. 036. Les dimensions sont fonction de la largeur de la fenêtre a (fig. 6-20). Le E a les dimensions suivantes : $6\,a \times 4\,a$, fenêtre $3\,a \times a$, et le I : $6\,a \times a$.

On observe que le meilleur rendement est obtenu lorsque la section du circuit est carrée. Elle est donnée par les dimensions de la partie centrale du E. Comme elle mesure $2\,a$ de large, si on admet $2\,a$ d'épaisseur, la section brute du circuit est de $4\,a^2$. Mais, il faut tenir compte du *foisonnement* des tôles, elles ne sont pas parfaitement planes et elles sont isolées. Le volume réel du fer est inférieur de 5 à 10 % au volume occupé. Donc, la section effective est $3{,}8\ a^2$. La longueur moyenne des lignes de force : $12\ a$. Le volume total du fer est $48\ a^3$. Le poids du fer (densité 7,5) est de $0{,}33\ a^3$ en kg et les pertes dans le fer pour des tôles de 1,5 W/kg sont de $1{,}06\ a^3$ en W, pour une induction de 1,2 T.

On voit que pour les calculs de circuit cette tôle est intéressante, car tout découle de la largeur de la fenêtre.

Les tôles normalisées ont pour dimensions des multiples de la largeur de la fenêtre a. Ce sont :
30×25 mm ($a = 5$ mm); 42×35 mm ($a = 7$ mm); 48×40 mm ($a = 8$ mm); 54×45 mm ($a = 9$ mm); 60×50 mm ($a = 10$ mm); $75 \times 62{,}5$ mm ($a = 12{,}5$ mm); 84×70 mm ($a = 14$ mm); 96×80 mm ($a = 16$ mm); 108×90 mm ($a = 18$ mm); 120×100 mm ($a = 20$ mm); 126×105 mm ($a = 21$ mm); $135 \times 112{,}5$ mm ($a = 22{,}5$ mm); 150×120 mm ($a = 25$ mm); 180×150 mm ($a = 30$ mm); 210×175 mm ($a = 35$ mm); 240×200 mm ($a = 40$ mm).

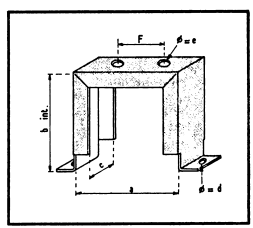


Fig. 6-21. — Étrier pour le maintien des circuits magnétiques de petites dimensions. Plus petit étrier, pour circuit 16,8 x 19,2 mm; plus grand étrier, pour circuit 75 x 62,5 mm.

Les petites tôles (jusqu'à 75 × 62,5 mm) forment des circuits qui sont souvent maintenus par des étriers (fig. 6-21).

Au-delà les tôles sont livrées avec un trou à chaque angle (en pointillé sur la figure 6-20). Les circuits magnétiques sont alors maintenus par quatre tiges filetées. Ces tiges doivent être d'un diamètre légèrement plus petit que celui des trous, afin de ne pas court-circuiter les tôles et augmenter les pertes.

Lorsqu'on cherche à réduire le plus possible l'entrefer naturel dû à cette découpe, il faut *imbriquer* les tôles lors de l'empilage. C'est-à-dire qu'une tôle est placée avec le I vers la droite, par exemple, et que la suivante est orientée en sens inverse, le I vers la gauche.

De plus, pour réduire le foisonnement et éviter les vibrations, il faut serrer les tôles d'une façon très énergique, soit au moyen de l'étrier, soit au moyen de tiges filetées.

Les découpages dérivés du type américain, ou circuits « MI »

Dans tous ces circuits on a élargi la fenêtre de façon à avoir plus de facilité pour la réalisation du bobinage. En revanche, le rapport entre les dimensions n'existe plus et on doit accepter des pertes de tôle lors de la découpe.

Il existe un très grand nombre de modèles de cette catégorie de découpe qui sont utilisés pour la fabrication de tous les types de transformateurs.

Citons en particulier les tôles pour les très petits transformateurs utilisées dans les circuits électroniques miniaturisés.

Dimensions totales	Valeur de a pour la tôle seulement	Dimensions de la fenêtre	Livraison
10 × 15 mm	2 mm	3,5 × 6 mm	épaisseur 0,35 mm
15,8 × 19,2 mm	2,4 mm	4,8 × 11 mm	Pertes : 1,6 W/kg
19,1 × 25,6 mm	3,3 mm	6,3 × 12,5 mm	ou tôles orientées :
26 × 30 mm	4 mm	7 × 18 mm	0,6 W/kg
28 × 32 mm	4,5 mm	7 × 19 mm	

La découpe cuirassée ou française

C'est un circuit fermé cisaillé dont, bien entendu, la tôle correspondant à l'ouverture des fenêtres est perdue (fig. 6-22). Afin de pouvoir enfiler le bobinage, deux fentes sont prévues pour libérer la jambe centrale du circuit. Cette découpe ne convient pas pour les circuits devant avoir un entrefer. Elle est bien adaptée pour la fabrication des transformateurs d'alimentation. Même avec des tôles 3,6 W/kg, les pertes sont bien équilibrées entre le fer et le cuivre. La surface des fenêtres est suffisante, même pour les bobinages complexes. Afin d'avoir une idée de la proportion des dimensions, il a été pris en exemple une tôle carrée pour transformateurs de 75 W (75 × 75 mm). Les tôles peuvent être carrées ou rectangulaires et il en existe un grand nombre de modèles, depuis 30 × 30 mm jusqu'à 135 × 140 mm. Ces tôles sont très proches des modèles « M » normalisés DIN, carrées de 30 × 30 mm à 102 × 102 mm.

Elles sont fixées par quatre tiges filetées, fixées généralement au châssis. Un boîtier embouti blinde la partie supérieure du transformateur. Ce montage s'appelle « semi-encastré ».

Les transformateurs peuvent également être placés dans un blindage complet à fermeture étanche pour une protection complète. En particulier aux U.S.A., cette présentation est obligatoire pour des raisons de sécurité d'utilisation.

TOLES NORMALISÉES DIN

Les tôles normalisées DIN sont très nombreuses; citons en particulier :

Type EJ : voisin des types EI et MI dans lequel la fenêtre est généralement plus large que le type EI, U.S.A.; existe entre 30 × 25 mm et 192 × 256 mm.

Type M : voisin du type cuirassé français carré entre 30 × 30 mm et 102 × 102 mm (fig. 6-22).

Type EE : (fig. 6-23) qui se développe assez rapidement dans les petites dimensions.

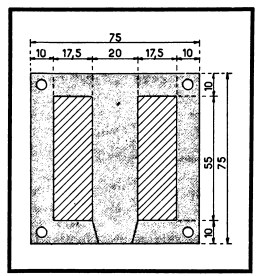


Fig. 6-22. — Découpage type « cuirassé ». Exemple pour 75 W.

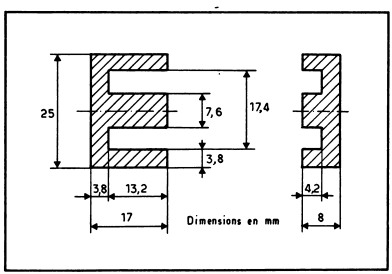


Fig. 6-23. — Tôle type E-E normalisée DIN. Exemple pour la tôle EE25.

Les découpes spéciales

Elles sont réalisées à la demande des industriels pour des applications particulières; elles sont très nombreuses, mais se rattachent aux principes généraux qui viennent d'être exposés.

Citons également les tôles pour transformateurs triphasés destinés à l'industrie électrique.

2.2. Les tôles au silicium orientées pour circuits normaux et pour circuits coupés (en C)

Normes et spécifications

NF C 28 911. Méthode de détermination des caractéristiques.
NF C 28 920. Tôles au silicium à grains orientés.
NF C 28 925. Bandes pour circuits magnétiques enroulés.
NF C 93 325. Circuits magnétiques coupés.
NF C 93 326. Accessoires pour circuits magnétiques coupés.
C.E.I. 329. Circuits magnétiques coupés.
DIN 41 309. Circuits magnétiques coupés.

Caractéristiques

L'alliage est constitué par un acier à 3,5 % de silicium, dépourvu de traces de carbone; les impuretés sont inférieures à 0,005 % au lieu de 0,040 % pour l'alliage ordinaire. Principales caractéristiques : point de Curie : 746 °C, résistivité : 48 $\mu\Omega$. cm; densité : 7,65. Il est coulé et laminé sous la forme de tôles de 2,5 mm d'épaisseur.

Lorsque l'alliage se refroidit, il se cristallise selon un réseau dont la maille est du type cubique centré, c'est-à-dire, un atome dans chaque angle du cube et un atome au centre. L'arête du cube est de l'ordre de 2 . 10^{-7} mm. Un cristal dont la dimension peut varier de 0,01 mm à quelques millimètres est composé d'un très grand nombre de ces mailles cubiques centrées. Ces cristaux ont des pertes minimales dans le sens des arêtes de maille.

Cette tôle est alors laminée à froid, ce qui a pour effet d'aligner les mailles des cristaux de façon que leurs arêtes se trouvent dans le sens du laminage. C'est pour obtenir une structure fortement maillée que l'on part de cette épaisseur assez importante (2,5 mm). On obtient des tôles de 0,30 ou 0,35, 0,10 et 0,05 mm. A la suite de ce laminage, il se manifeste des tensions internes préjudiciables aux propriétés magnétiques et mécaniques de la tôle. Pour y remédier, on lui fait subir un traitement thermique. A 500 °C les contraintes mécaniques se relâchent; à 1200 °C l'acier se cristallise à nouveau, mais cette fois en gardant l'orientation donnée précédemment aux cristaux par le laminage à froid.

L'isolement de ces tôles est obtenu par une pellicule à base de silicate de magnésium au cours de l'opération finale de recuit. Un autre procédé d'isolement, la *carlite*, s'obtient par un traitement chimique et thermique. Ces deux traitements permettent d'obtenir un coefficient de foisonnement de l'ordre de 95 %, ce qui est une nette amélioration par rapport aux 85 % obtenus avec les tôles ordinaires.

Cette tôle en planche plate est employée pour les transformateurs de très grande puissance. On la découpe de façon que le flux magnétique la traverse dans le sens du laminage.

La figure 6-24 montre l'évolution de la perméabilité et de l'induction en fonction de la direction du laminage. On voit qu'il est impératif de bien repérer le sens du laminage, lors de la découpe de ces tôles.

Elles sont découpées en circuits EI, cuirassés ou DIN, mais surtout en bandes pour la constitution de tores et de circuits coupés.

Tôles découpées

La majorité des types de tôles qui ont été décrits au paragraphe précédent peuvent être livrés en tôles à grains orientés : circuits en EI, MI, cuirassés, DIN...

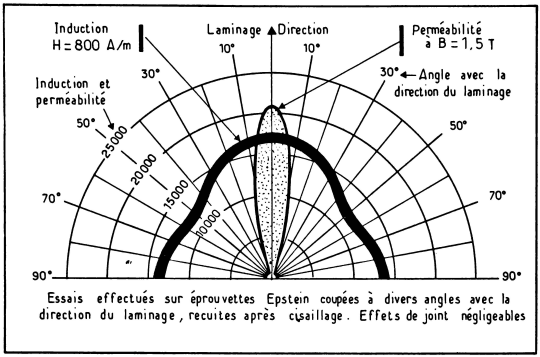


Fig. 6-24. — Perméabilité et induction en fonction de la direction du laminage *(Armco)*.

Leurs caractéristiques générales sont alors les suivantes :
— Tôle à 3,5 % de silicium, épaisseur 0,35 mm.
— Pertes à 1 T : 0,6 W/kg à 50 Hz
à 1,5 T : 1,11 W/kg.
— Champ magnétisant : 35 A/m pour B = 1,5 T.

Circuits coupés (en C)

La tôle, découpée en bande à la largeur voulue, est enroulée sur un gabarit rectangulaire aux coins arrondis, de façon à former un anneau dont l'épaisseur est fonction du nombre de spires et donne la largeur du circuit magnétique. La largeur de la bande détermine l'épaisseur du circuit selon les données habituelles (fig. 6-25). L'anneau est imprégné sous vide avec un plastique thermodurcissable, de façon à coller les spires et à le rendre rigide. Puis il

Fig. 6-25. — Exemple de circuits enroulés circulaires, monophasés en C et triphasé en E.

est scié en son milieu, ce qui donne deux C, d'où le nom donné à ce type de circuit. Les deux moitiés sont repérées de façon à les remonter ensemble et dans le bon sens. Cette coupure doit être faite avec beaucoup de soin pour que l'entrefer soit le plus réduit possible (environ 0,03 mm). Si le transformateur nécessite un entrefer, on intercale une feuille de papier d'épaisseur voulue dans la coupure.

Pour former un circuit cuirassé, ce qui est le plus courant, on doit prévoir deux anneaux complets, d'où quatre C.

Après tout traitement mécanique, il faut effectuer un dernier recuit sous atmosphère d'hydrogène sans carbone entre 780 °C et 800 °C, afin de redonner à la tôle toutes ses qualités.

Puis le bobinage est réalisé et les quatre C sont placés autour dans le bon sens. Pour les maintenir bien serrés sans qu'ils puissent se déplacer, il faut les cercler avec une bande en acier doux étamé. Une agrafe, étamée également, serre la bande, elle permet donc la soudure à l'étain. Une pince dynamométrique assure le serrage contrôlé de la bande entre 18 et 70 kg, selon ses dimensions.

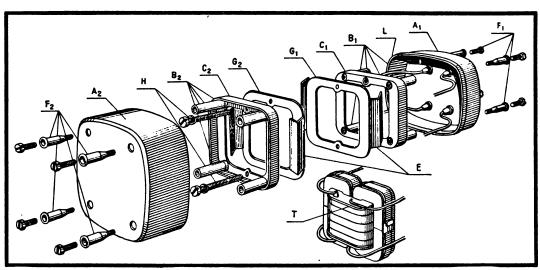


Fig. 6-26. — Détail d'un bobinage à circuit cuirassé (quatre C) et du boîtier étanche prévu pour le recevoir (Metalimphy).

Cet ensemble, bobinage et circuit magnétique, est généralement monté dans un boîtier en tôle d'acier emboutie étamée. Les deux coquilles s'emboîtent parfaitement et peuvent être soudées, rendant le boîtier étanche. Les sorties se font au moyen de perles de verre. Un orifice, qui est ensuite soudé, permet l'imprégnation du bobinage et le remplissage du boîtier. On utilise généralement de l'huile minérale ou de l'huile synthétique (fig. 6-26).

La figure 6-26 montre quelques circuits circulaires, monophasés en C et triphasés en E.

Avantages

Les avantages des circuits en C en tôle orientée par rapport à la tôle ordinaire sont :

a) *Réduction jusqu'à 75 % des VA magnétisants* pour produire une certaine densité de flux (fig. 6-27);

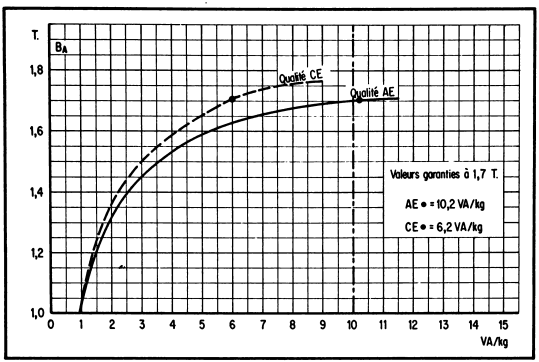


Fig. 6-27. — Puissance d'excitation en VA/kg en courant alternatif 50 Hz pour obtenir une induction donnée, sensiblement sinusoïdale sur un circuit en tôle de 0,30 mm d'épaisseur (Métalimphy). Les qualités CE et AE diffèrent par le produit d'imprégnation.

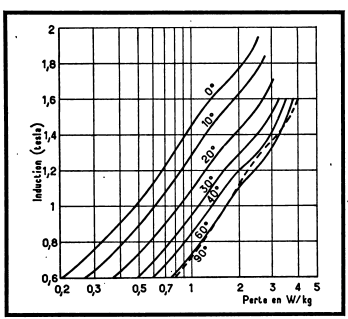


Fig. 6-28. — *(à droite)*. Pertes en W/kg en fonction de l'induction par rapport à la direction du laminage. Tôle ARMCO M 6, orientée de 0,30 mm.

b) *Réduction de 45 % des pertes* dans le fer pour une densité de flux donnée et augmentation de 30 % de la densité de flux admissible en respectant la direction du laminage (fig. 6-28, 6-29, et 6-30);

c) *Augmentation de la perméabilité efficace*, ce qui est important pour les transformateurs B.F. et les filtres qui travaillent à une faible induction;

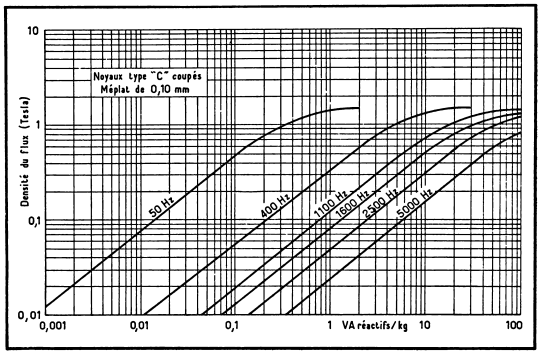


Fig. 6-29. — VA/kg magnétisants en fonction de l'induction et pour un courant alternatif compris entre 50 Hz et 5 000 Hz. Circuit English Electric de 0,10 mm.

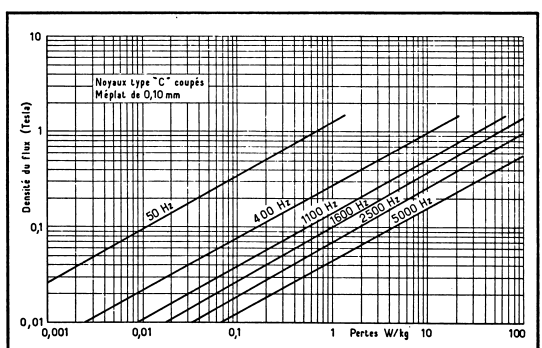


Fig. 6-30. — Pertes en W/kg en fonction de l'induction et pour un courant alternatif compris entre 50 Hz et 5 000 Hz. Circuit English Electric de 0,10 mm.

d) *Réduction du flux de fuite* par concentration du champ magnétique;

e) *Amélioration du coefficient de remplissage* qui est de 0,95 pour les tôles de 0,30 mm, de 0,92 pour les tôles de 0,10 mm et de 0,88 pour les tôles de 0,05 mm d'épaisseur. Ceci est dû à la minceur de l'isolant sur les tôles et à la tension mécanique opérée au cours du bobinage;

f) *Réduction du temps de montage* du circuit magnétique et réduction de volume et de poids des appareils.

CARACTÉRISTIQUES ET UTILISATIONS

Coefficient de foisonnement et domaine d'utilisation

Épaisseur (mm)	Coef. de foisonnement K	Domaine d'utilisation / en Hz
0,30	0,95	jusqu'à 200 Hz
0,10	0,92	200 à 5 000 Hz
0,05	0,88	supérieur à 5 000 Hz et impulsions

— *Largeurs de bande recommandées :*

En 0,05 et 0,10 mm : largeurs : 3-6,4-8 mm.
En 0,05-0,10 et 0,30 mm : largeurs comprises entre 10 et 100 mm.
En 0,30 mm : jusqu'à 125 mm.

Caractéristiques magnétiques

Valeurs types relevées sur tores non imprégnés :

— *en bande de 0,30 mm d'épaisseur à 50 Hz :*

Perméabilité maximale : 40 000.
Induction B pour μ_{max} : 1 T.
Induction rémanente B_r après saturation : 1,4 T.
Champ coercitif H_c : 8 A/m.
Puissance magnétisante maximale : 10 VA/kg (fig. 6-27).
Pertes W/kg à 1 T : 0,42.
Pertes W/kg à 1,7 T (induction maximale) : 1,4.

— *en bande de 0,10 mm d'épaisseur :*

A 400 Hz :
Puissance magnétisante inférieure à 24 VA/kg (fig. 6-29 et 6-30).
Pertes W/kg à 1 T : 6,5 à 7.
Pertes W/kg à 1,5 T (induction maximale) : 15 à 20.

— *en bande de 0,05 mm d'épaisseur :*

A 2000 Hz :
Pertes W/kg à 0,5 T : 16 à 20.
Pertes W/kg à 1 T : 48 à 55.

A 400 Hz :
Pertes W/kg à 1,5 T : 30 à 35.
Puissance magnétisante inférieure à 55 VA/kg.

Calcul de la puissance d'excitation en VA/kg.

C'est la puissance apparente nécessaire pour magnétiser le circuit, y compris les pertes et éventuellement la puissance réactive pour les entrefers, à la fréquence et à l'induction spécifiées.

Elle est égale à $U_{eff} \times I_{eff}$ en VA ou en VA/kg. Pour un circuit coupé elle est donnée par kg de métal :

$$VA^2 = (VAR\text{métal} + VAR\ \text{entrefer})^2 + W^2$$

Pour un circuit coupé en bande de 0,30 mm à 1,7 T et à 50 Hz la perte en watt (W) peut être négligée.

Les valeurs garanties par *Metalimphy* pour les tores et les circuits non imprégnés et non coupés sont les suivantes.

Caractéristiques	0,30		0,10		0,05
	1,7 T - 50 Hz	1,0 T - 50 Hz	1,5 T - 400 Hz	1,0 T - 400 Hz	1,5 T - 400 Hz
Puissance magnétisante VAR/kg . .	4,10	0,35	24	5,6	45
Pertes totales W/kg .	1,70	0,50	15	8,0	19
Excitation At. eff/cm	0,90	0,21	0,81	0,42	1,40

Pour les tores et les circuits imprégnés monophasés coupés ou non *Métalimphy* donne les valeurs garanties ci-dessous pour les deux qualités AE et CE.

Caractéristiques	0,30		0,10		0,05
	1,7 T - 50 Hz	1,7 T - 50 Hz	1,5 T - 400 Hz	1,0 T - 400 Hz	1,5 T - 400 Hz
	Qualité AE	Qualité CE	Qualité AE	Qualité CE	
Pertes totales W/kg . .	2,0	1,8	22	10	30
Puissance magnétisante métal seul en VAR_m/kg	9,90	5,95	28,6	6	54
			$e = 0{,}01\,\frac{296}{L}$	$e = 0{,}01 : \frac{131}{L}$	$e = 0{,}01\,\frac{2}{L}$
Puissance magnétisante entrefer seul VAR_e/kg métal	$\frac{84}{L}$	$\frac{42}{L}$	$e = 0{,}02\,\frac{592}{L}$		$e = 0{,}02\,\frac{5}{L}$
			$e = 0{,}025\,\frac{740}{L}$		$e = 0{,}025\,\frac{7}{L}$
			$e = 0{,}03\,\frac{888}{L}$		$e = 0{,}03\,\frac{8}{L}$
Puissance apparente d'excitation métal et entrefer en VA/kg .	$9{,}90 + \frac{84}{L}$ (perte négligée)	$5{,}59 + \frac{42}{L}$ (perte négligée)	$\sqrt{(28{,}6 + VAR_e)^2 + 22^2}$	$\sqrt{(6 + \frac{131}{L})^2 + 10^2}$	$\sqrt{(54 + VA}$ +

NB : *e* : en mm
L : ligne de force moyenne en cm

Utilisations

— *Circuits en bande de 0,30/0,35 mm.* transformateurs d'alimentation industriels 50 Hz, inductances de filtre, transformateurs B.F.

— *Circuits en bande de 0,10 mm :* transformateurs industriels 400 Hz, inductances de filtre 400 Hz, transformateurs B.F. de haute qualité.

— *Circuits en bande de 0,05 mm :* transformateurs pour impulsions jusqu'à 1 MHz, amplificateurs magnétiques.

DIFFÉRENTS MODÈLES

• **Tores circulaires :** coupés ou non hors normalisation, fabriqués surtout à la demande.

• **Circuits monophasés avec un ou deux circuits en C coupés :** ils sont très nombreux et répondent, soit à la norme française NF C 93 325, soit à la norme allemande DIN 41 309.

— **Norme française :** série FA en bande de 0,30 mm (FA 30) et en bande de 0,10 mm (FA 10); la fabrication de circuits en bande de 0,05 mm est effectuée seulement sur demande. Les tableaux publiés donnent les dimensions et les caractéristiques minimales pour chacun des modèles. Le plus petit circuit unitaire mesure : 29,4 × 6,4 × 6,4 mm avec une masse de 18 g. Le plus grand mesure : 170 × 51 × 25 mm avec une masse de 3 773 g.

Des circuits de grandes dimensions, hors normes, atteignent 570 × 53 × 104 mm, avec une masse de 52,750 kg.

— **Norme allemande :** séries SU, SM et SE entre 28,7 × 5 × 4,4 masse 10 g et 357 × 69,5 × 67,6 mm, masse 50,100 kg

• **Circuits triphasés en E :** ils sont constitués par deux noyaux en C identiques accolés et entourés par un troisième noyau en C de façon que les trois jambes aient la même section. Ils sont également normalisés. Les caractéristiques sont données pour B = 1,5 T à 50 Hz pour les circuits en bande de 0,30/0,35 mm et pour B = 1,3 T à 400 Hz pour les circuits en bande de 0,10 mm. Les puissances transmises vont jusqu'à 4 500 W en 0,30/0,35 mm à 50 Hz, ou 30 000 W en 0,10 mm à 400 Hz.

• **Circuits spéciaux,** non normalisés et réalisés à la demande.

• **Accessoires de montage :** carcasses, cadres de montage, boîtiers étanches en tôle d'acier étamé, bandes et agrafes d'acier étamé, pinces dynamométriques, etc.

2.3. Les alliages au nickel

Caractéristiques

Ce sont des alliages à haute perméabilité et à faibles pertes. On distingue trois catégories :

— Les *alliages à 78 % de nickel (Mumétal)* offrent une perméabilité extrêmement élevée et de très faibles pertes dans le domaine des courants faibles. Ils sont limités à des champs coercitifs inférieurs à 1,6 A/m et à une induction inférieure à 0,4 T.

— Les *alliages à 53 % de nickel (Satimphy)* ont une induction à saturation élevée proche de celle de l'Anhyster D; leur perméabilité maximale très intéressante est voisine de celle du Mumétal.

— Les *alliages à 48 % de nickel (Anhyster D)* admettent des champs plus élevés, jusqu'à 8 A/m et une induction de 0,8 T, c'est la plus élevée de tous les alliages Fe-Ni. Ils sont avantageux lorsqu'on recherche des pertes hystérétiques faibles, ou une perméabilité diminuant peu lors de l'augmentation du champ continu superposé.

— Les *alliages à 36 % de nickel (Anhyster B)* n'ont pas des caractéristiques aussi poussées. Ils offrent l'avantage d'une résistivité élevée qui entraîne une réduction des pertes par courant de Foucault. Ils sont moins sensibles aux déformations mécaniques. Enfin, ils admettent des champs et des inductions magnétiques un peu plus élevés.

Cependant leur point de Curie relativement bas limite dans certains cas leur température d'emploi.

Il existe un grand nombre de variétés de ces trois alliages de base dans les catalogues des principaux constructeurs. Les variantes se rapportent à des traitements thermiques différents et à une orientation des cristaux. Ainsi l'alliage à 50 % de nickel (*Rectimphy*) présente un cycle d'hystérésis rectangulaire; il est particulièrement indiqué pour les amplificateurs magnétiques, différents servo-mécanismes et les mémoires de calculateurs.

Ces alliages sont particulièrement sensibles aux chocs et aux déformations mécaniques qui leur font perdre leurs qualités magnétiques. Si les tôles ou les circuits doivent être usinés, ne serait-ce que le fait de percer un trou, il faut leur faire subir un traitement thermique approprié avant montage. Ensuite, il faut les manipuler avec précaution.

Dans ces conditions, les bandes, les profils et les pièces qui doivent être usinés sont livrés à l'état écroui. Lorsqu'ils sont dans leur état final, prêts au montage, ils sont livrés directement à l'état recuit. Le fournisseur se charge du traitement thermique final pour les pièces qui ont été livrées à l'état écroui, afin de leur donner leurs caractéristiques définitives.

Le tableau page 276 donne les principales caractéristiques des alliages fabriqués par *Métalimphy*. Les alliages qui ont une même composition chimique diffèrent par les traitements thermiques qu'ils ont subis.

Il faut remarquer les pertes totales extrêmement faibles dans les conditions optimales de fonctionnement.

La figure 6-31 permet de comparer la perméabilité du fer au silicium avec celle des alliages au nickel, en fonction du champ en courant continu.

La figure 6-32 donne les courbes de perméabilité en fonction du champ

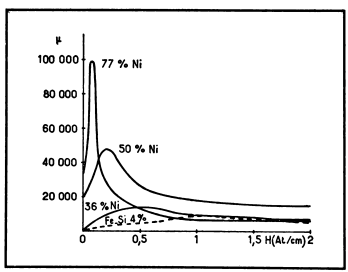


Fig. 6-31. — *(Ci-contre)* — Comparaison de la perméabilité du fer au silicium et des alliages au nickel en fonction du champ en courant continu (Métalimphy).

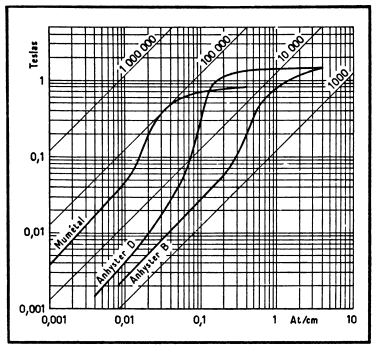
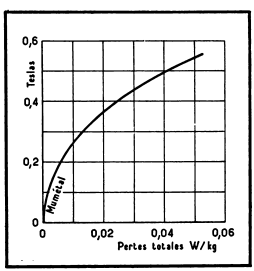


Fig. 6-32 *(Ci-contre).* — **Perméabilité en fonction de l'induction et du champ pour les alliages au nickel (Métalimphy).**



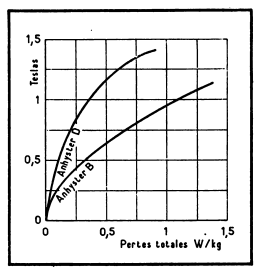


Fig. 6-33. — Pertes totales en fonction de l'induction pour les alliages au nickel (Métalimphy). A gauche, pour le mumétal; à droite, pour les Anhyster B et D.

magnétique et de l'induction pour les trois principaux alliages.

Enfin, la figure 6-33 montre la modicité des pertes pour ces mêmes alliages.

Utilisation

Pour les industriels de l'électronique, les fournisseurs livrent ces alliages sous différentes formes; les principales sont :

— *Les tores :*

Le tore permet de bénéficier de la perméabilité la plus élevée des alliages, car il n'a pas d'entrefer. Cependant, il ne doit pas être soumis à aucune con-

Composition Alliage	Alliages	Épaisseur de bande mm	Induction à saturation Bs Tesla	Induction rémanente Br Tesla	Champ coercitif Hc œrsted	Perméabilité μ max en continu	Induction pour μmax Tesla	Perméabilité μz max à 50 Hz	Pertes totales à 50 Hz W/kg	Masse spécifique g/cm³	Résistivité μΩ . cm	Point de Curie θc °C	Utilisations
Ni 36 Fe 64	Anhyster B	0,3	1,3	0,6	56	6 000	0,6	6 000	à 1 T 1,1	8,1	75	230	Transformateurs B.F. Translateurs, filtres. Blocking, Impulsions.
	Supranhyster 36	0,3	1,3	0,55	16	20 000	0,6	17 000	0,5	8,1	75	230	
Ni 48 Fe 52	Anhyster DT	0,3	1,6		40			10 000	à 1 T 1	8,2	45	450	Transformateurs. Appareils de mesure. Pièces polaires, noyaux pour relais. Blindages. Magnétostriction. Injecteurs électroniques pour automobile.
	Anhyster DS	0,3	1,6	0,95	8	55 000	0,8	35 000	0,4	8,2	45	450	
	Supranhyster 50	0,3	1,6	1	5	90 000	0,8	55 000	0,3	8,2	45	450	
	Rectimphy	0,07	1,6	1,45	9	100 000	1,4		à 1,5 T 0,5	8,2	45	450	Cycle d'hystérésis rectangulaire.
Ni 53 Fe 47	Satimphy	0,2	1,5	1,3	1,2	200 000	1	90 000	à 1 T 0,1	8,3	33	450	Qualités : induction anhyster. Perméabilité Mumétal.
Ni 78 Mo 4 Cu 4 Fe 14	Mumétal	0,3	0,8	0,4	1,6	110 000	0,32	70 000	à 0,5 T 0,045	8,7	58	350	Transformateurs d'intensité. Transformateurs B.F. et H.F. Filtres. Inductances. Appareils de mesure. Relais. Blindages. Amplificateurs magnétiques. Têtes magnétophone.
	Permimphy 1	0,1	0,8	0,4	1,2	160 000	0,35	140 000	0,020	8,7	58	350	
	Permimphy 2	0,1	0,8	0,42	0,8	275 000	0,35	200 000	0,017	8,7	58	350	
	Permimphy 3	0,1	0,8	0,48	0,6	390 000	0,4	250 000	0,014	8,7	58	350	
	Permimphy 4	0,1	0,8	0,5	0,4	560 000	0,42	300 000	0,012	8,7	58	350	

trainte mécanique lors du bobinage, ce qui lui ferait perdre une partie de ses caractéristiques. Il y a lieu de le placer dans un boîtier rigide sur lequel on procède au bobinage.

Les boîtiers sont normalement en aluminium fermés par une rondelle isolante en verre stratifié ou en carton bakélisé; ils sont remplis de graisse silicone pour assurer un bon amortissement du tore dans son logement. Il existe également des boîtiers en rilsan.

Le fabricant donne pour chaque dimension de tore sous boîtier les caractéristiques magnétiques garanties et ce, pour chacun des alliages. Le diamètre extérieur du boîtier est compris entre 13 mm et 208 mm. L'épaisseur des bandes formant le tore peut être livrée entre 0,35 mm et 0,02 mm.

— *Les profils*

Le profil a l'avantage d'une utilisation plus souple, les bobinages linéaires sont moins onéreux; la présence d'un entrefer peut être parfois nécessaire en cas de courant continu superposé à la composante alternative.

Si l'entrefer n'est pas souhaité, sa présence inévitable diminue la perméabilité du circuit, mais également recule le seuil de saturation, ce qui peut être favorable.

Les profils doivent également être manipulés avec précaution et ne pas les soumettre à des contraintes mécaniques.

Les profils sont réalisés par découpe dans une bande laminée à froid d'épaisseurs : 0,5 mm; 0,30/0,35 mm; 0,20 mm; 0,10 mm et 0,05 mm. Ils sont livrés après le traitement thermique final, prêts à l'emploi. Ils sont isolés par une oxydation de 1 à 2 µm d'épaisseur, ils peuvent être livrés non isolés.

Les profils sur les catalogues sont très nombreux; ils sont, soit dérivés des normes françaises consacrées aux tôles Fe-Si, soit conformes à des spécifications P.T.T., soit se rapportant à la norme DIN 41 302.

On relève dans toutes les qualités, sauf Rectimphy et Satimphy, des profils en EI, MI (type ED), EE, EJ, cuirassés (type M) et L.

Les pièces en L permettent de construire des circuits magnétiques de dimensions importantes.

Le fabricant donne pour chacune des différentes pièces, les caractéristiques mécaniques, magnétiques et électriques; en particulier la perméabilité minimale garantie mesurée à 50 Hz, sous un champ de 0,4 A/m.

Les principaux profils peuvent être livrés sous la forme de paquets collés formant un circuit magnétique complet, facilitant le montage du bobinage. Ils peuvent être éventuellement enrobés, avec ou sans entrefers rectifiés et avec une inductance spécifique déterminée (AL en µH/spire).

— *Les pièces spéciales*

Ce sont les blindages pour cathoscopes, les noyaux pour appareils de mesure, pour relais, les têtes de magnétophones, etc. Ces pièces sont construites sur plan à la demande du client.

3. LE FIL

3.1. Le fil de cuivre

Le fil de cuivre utilisé pour le bobinage des transformateurs d'alimentation, les inductances de filtre et les transformateurs B.F. est toujours isolé.

C'est un fil de cuivre électrolytique très pur et recuit, pour être suffisamment malléable; ses principales caractéristiques sont :

Densité à 20 °C : 8,89 g/cm³.
Température de fusion : 1 080 °C.
Conductibilité thermique : 0,94 cal. cm/cm² °C.s.
Coefficient de dilatation linéaire par °C : 0,000 017 mm/°C.
Charge à la rupture : 22 à 28 daN/mm², selon la section.
Allongement après rupture : 14 à 35 %, selon la section.
Résistivité à 20 °C : 0,017094 Ω mm²/m.
Coefficient de température au voisinage de 20 °C : 0,003 96.
Ces fils répondent aux normes suivantes :
U.T.E. NF C 31 111, fils de cuivre recuit nus circulaires.
U.T.E. NF C 31 112, fils de cuivre écroui durs nus circulaires.
U.T.E. NF C 31 211, fils de cuivre recuit nus, méplats à angles arrondis.
C.E.I. 28 spécification internationale d'un cuivre-type recuit.

Il s'agit ici seulement des fils pour les appareils de faible puissance. Les barres à sections rondes, carrées ou rectangulaires, utilisées sur les transformateurs industriels à grande puissance, sortent du cadre de cette étude.

Les fils pour la haute fréquence seront étudiés au chapitre VII.

La gamme normale de fabrication des fils recuits circulaires s'étend de 0,0125 mm à 3,00 mm.

La liste des diamètres normalisés s'étend de 0,020 mm à 5 mm (NF C 31 461).

3.2. Le fil d'aluminium

On utilise parfois pour des bobinages importants du fil d'aluminium dont les caractéristiques sont les suivantes :

Densité à 20 °C : 2,70 g/cm³.
Température de fusion : 658 °C.
Conductibilité thermique : 0,520 cal . cm/cm² . °C.s.
Coefficient de dilatation linéaire par °C : 0,000 023 mm/°C.
Charge à la rupture : 8 à 12 daN/mm².
Allongement à la rupture : 12 à 35 %.
Résistivité à 20 °C : 0,028 Ω . mm²/m.
Coefficient de température à 20 °C : 0,00407.
Pour remplacer des fils de cuivre par des fils d'aluminium.

— *A chute de tension identique :*
Diamètre fil aluminium = diamètre fil cuivre × 1,27.
Section fil aluminium = section fil cuivre × 1,63.
Poids fil aluminium = poids fil cuivre × 0,50.

— *A température égale pour une même intensité :*
Diamètre fil aluminium = diamètre fil cuivre × 1,19.
Section fil aluminium = section fil cuivre × 1,42.
Poids fil aluminium = poids fil cuivre × 0,40.
Ces fils répondent aux normes suivantes :
U.T.E. C 31-121, fils d'aluminium recuit nus circulaires.
U.T.E. C 31-122, fils d'aluminium écroui 3/4 durs circulaires.

U.T.E. C 31-123, fils d'aluminium écroui dur circulaires.
C.E.I. 104-111-121, au sujet des caractéristiques des fils d'aluminium.
Ces fils sont normalement fabriqués entre 0,2 mm et 3,00 mm et sont livrés émaillés.

3.3. Le fil guipé

On dit qu'un fil est guipé lorsqu'il est recouvert d'une ou de plusieurs couches de soie, de rayonne, de nylon, de coton, de papier ou de plastique (norme NF C 31 320).
Les fils guipés au nylon sont utilisés en H.F. et seront étudiés au chapitre VII (C.E.I. 317-11).
Les fils guipés au papier ou au plastique sont employés dans les câbles téléphoniques sous plomb.
Ces isolants doivent être imprégnés.
Les conducteurs et les câbles sont isolés en caoutchouc, au polychlorure de vinyle (P.V.C.) ou avec un isolant minéral; ils sortent du cadre de cette étude.

3.4. Le fil émaillé

Ce revêtement est universellement adopté pour les applications en courant industriel et en électronique. En effet, les différents émaux résistent mieux à la chaleur, à l'humidité, et sont plus fiables que les guipages.

FABRICATION

L'émail doit être déposé en couche aussi mince que possible, sans for mation de gouttes irrégulières, sans manque, sans irrégularités de surface, sans craquelures ni fêlures.
Il doit être suffisamment souple afin de permettre le pliage du fil sans cassure. Il doit adhérer parfaitement au fil, ne pas s'écailler si on le gratte à l'ongle, ne pas s'altérer à l'humidité, être ininflammable, ne pas oxyder le fil et admettre les principaux imprégnants.
Toutes ces exigences sont satisfaites avec les différents émaux modernes et grâce aux méthodes de fabrication et de contrôle actuelles.
Pour plus de sécurité on préfère revêtir le fil de plusieurs couches très minces plutôt que par une couche plus épaisse. Ainsi, par exemple, un fil de 0,1 mm est revêtu de six couches d'émail d'une épaisseur totale de 9 µm (grade 1).
On fait passer le fil dans un réservoir d'émail, puis immédiatement dans un four-tunnel, cela six fois de suite.
Il existe des machines horizontales et des machines verticales.
Les machines horizontales sont réservées à l'émaillage des fils très fins qui risquent ainsi beaucoup moins de se casser. Cependant leur longueur est limitée par la flèche que prend le fil en fonction de la tension mécanique.

Les machines verticales sont utilisées pour les fils plus gros. Elles peuvent avoir jusqu'à 10 m de hauteur. Le réservoir d'émail est en bas; il est muni de fentes et d'un tambour pour maintenir et guider le fil. Le four vertical peut être plus long, ainsi le fil est mieux séché, ou la vitesse de fabrication est plus rapide, en fonction de sa section. L'opération de chargement de la machine est assez longue et l'entraînement du fil doit être très régulier pour éviter les cassures en cours de fabrication.

ESSAIS

La norme NF C 31 461 donne la liste des essais et leurs sanctions, dont un bref résumé est donné ci-après.

Allongement minimal après rupture par traction

Un échantillon de 200 mm est soumis à un allongement jusqu'à la rupture; il doit être d'au moins la valeur donnée par le tableau. De plus, l'émail ne doit présenter ni craquelure, ni décollement.

Diamètre nominal d (mm)	Allongement minimal après rupture par traction (%)
0,020	6
0,025	7
0,032	8
0,040	9
0,050	10
$0{,}050 < d \leqslant 0{,}080$	12
$0{,}080 < d \leqslant 0{,}160$	15
$0{,}160 < d \leqslant 0{,}500$	20
$0{,}500 < d \leqslant 1{,}500$	25
$1{,}500 < d$	30

Continuité de l'isolation

La vérification ne concerne que les fils de diamètre $d < 0{,}5$ mm; elle porte sur 30 m de fil par bobine prélevée. On fait passer le fil dans un godet de mercure. Une différence de potentiel de 50 V pour les fils $d > 0{,}04$ mm et de 24 V pour les fils $d < 0{,}04$ mm est établie entre le fil et le mercure. Un relais détecte les défauts de manque d'émail et actionne un compteur. Le nombre de défauts ne doit pas excéder; pour les 30 m de fil :

$d \leq 0{,}040$ Grade 1 : 30 — Grade 2 : 12
$0{,}040 < d \leq 0{,}500$ Grade 1 : 15 — Grade 2 : 6

Ce résultat est obtenu en appliquant plusieurs couches d'émail sur le fil. la norme ne donne aucune indication à ce sujet; c'est au fabricant à règler ses fours de façon que dans la surépaisseur normalisée pour l'émail il obtienne un nombre de défauts le plus faible possible.

Le tableau des pages suivantes donne la surépaisseur minimale et le diamètre maximal du fil émaillé normalisés, en grade 1 et en grade 2.

Il est évident qu'un fil de 0,020 mm dont le diamètre maximal est de 0,025 mm en grade 1 et de 0,027 mm en grade 2 ne peut pas recevoir plus de trois ou quatre couches d'émail.

Au-dessus de 0,500 mm les défauts deviennent très rares; en effet avec 26 µm de surépaisseur en grade 1 et 43 µm en grade 2, le fabricant peut prévoir plus de dix couches d'émail qui se recouvrent parfaitement. Le nombre de couches en grade 2 va jusqu'au double de celui appliqué sur le fil en grade 1.

Les fils émaillés thermo-adhérents reçoivent une couche supplémentaire dont l'épaisseur vient s'ajouter à celle autorisée pour le fil émaillé classique ou soudable. Cette surépaisseur est de 2 µm pour le fil de 0,020 mm; elle augmente jusqu'à 20 µm pour le fil de 1 mm, le plus important fabriqué.

TENSION DE CLAQUAGE

• Fil de diamètre $d \leq 0{,}040$ mm

La tension alternative 50 Hz est appliquée entre le fil et le mandrin de 25 mm autour duquel il fait un tour. Sa valeur efficace croît de 20 V par seconde jusqu'au claquage.

Diamètre d (mm)	Tension minimale de claquage (V_{eff})	
	Grade 1	Grade 2
0,020	40	100
0,025	60	120
0,032	70	150
0,040	100	200

• Fil de diamètre $0{,}040 \text{ mm} < d \leq 3{,}350$ mm

On effectue une torsade de 125 mm de longueur au moyen de deux échantillons du fil qui sont reliés à une tension sinusoïdale 50 Hz dont la valeur efficace croît de 500 V par seconde, avec une durée minimale de 5 s. L'essai est effectué à la température ambiante, puis entre 155 °C et 160 °C.

On obtient les tensions minimales de claquage suivantes :

Diamètre d (mm)	Tension minimale de claquage (V_{eff})			
	Essai température ambiante		Essai 155 °C/160 °C	
	Grade 1	Grade 2	Grade 1	Grade 2
0,050	350	700	250	500
0,063	400	800	300	600
0,071	500	950	350	700
$0,080 < d \leqslant 0,100$	600	1 200	450	900
$0,100 < d \leqslant 0,125$	700	1 300	500	1 000
$0,125 < d \leqslant 0,160$	800	1 500	600	1 100
$0,160 < d \leqslant 0,200$	900	1 700	650	1 300
$0,200 < d \leqslant 0,250$	1 000	2 000	750	1 500
$0,250 < d \leqslant 0,315$	1 200	2 200	900	1 600
$0,315 < d \leqslant 0,400$	1 400	2 400	1 000	1 800
$0,400 < d \leqslant 0,500$	1 600	2 800	1 200	2 100
$0,500 < d \leqslant 0,710$	1 800	3 100	1 300	2 300
$0,710 < d \leqslant 0,850$	1 900	3 500	1 400	2 600
$0,850 < d \leqslant 0,950$	2 000	3 700	1 500	2 800
$0,950 < d \leqslant 1,120$	2 100	3 800	1 600	2 900
$1,120 < d \leqslant 1,320$	2 200	3 900	1 650	2 950
$1,320 < d \leqslant 1,600$	2 300	4 000	1 700	3 000
$1,600 < d \leqslant 1,900$	2 400	4 300	1 800	3 200
$1,900 < d \leqslant 2,500$	2 500	4 400	1 850	3 300
$2,500 < d \leqslant 3,350$	2 600	4 600	1 900	3 400

On voit qu'à part les fils très fins, l'isolement procuré par l'émail est nettement plus élevé, même en prenant un large coefficient de sécurité, que les tensions rencontrées entre couche dans un transformateur de puissance moyenne.

MISE EN ŒUVRE DES FILS ÉMAILLÉS

Aptitude au bobinage

C'est surtout le glissement du fil sur lui-même et sur les guides entre la bobine-mère et le bobinage. Un bobinage compact, à tolérances dimensionnelles étroites, ne peut être réalisé qu'avec un fil possédant un bon glissement. Par contre, pour un bobinage avec papier ou plastique entre couches on recherche un fil peu glissant.

Ce glissement est mesuré avec un dynamomètre qui chiffre l'effort de traction du fil émaillé, selon un mode opératoire décrit dans la norme NF C 31462.

Pour les fabrications *Thomson* qui vont être étudiées ci-après, on obtient les valeurs suivantes :

Diamètre nominal (mm)	Valeur caractéristique de l'effort de glissement (N)	
	Soudrex 150. Formerex Thomrex 180-200 Adherex soudrex Adherex 155	Thomrex 130-165 170-MIT
$0{,}140 \leqslant d < 0{,}200$	4	2
$0{,}200 \leqslant d < 0{,}250$	5	3
$0{,}250 \leqslant d < 0{,}280$	7	4
$0{,}280 \leqslant d < 0{,}315$	8	5
$0{,}315 \leqslant d < 0{,}400$	10	6
$0{,}400 \leqslant d < 0{,}500$	15	7
$0{,}500 \leqslant d < 0{,}630$	20	9
$0{,}630 \leqslant d < 1{,}000$	25	12
$1{,}000 \leqslant d \leqslant 1{,}120$	35	15
$1{,}120 < d \leqslant 1{,}500$	45	20

En fonction de la composition de l'émail on obtient des efforts de glissement allant environ du simple au double. L'utilisateur effectue son choix à bon escient.

Conditions d'association

Le fil émaillé est toujours associé à un support, à des rubans, à des vernis, à des résines et à des solvants qui agglomèrent les spires protégeant le bobinage des agents extérieurs.

Ces différents matériaux et produits doivent être compatibles avec l'émail utilisé et posséder une stabilité thermique comparable.

Les essais d'association comportent une épreuve d'étuvage et un contrôle de la tension de claquage, effectués selon les conditions de la norme NF C 31410.

L'indice thermique de l'association est généralement inférieur ou égal à celui de l'émail. Pour chaque type d'émail il est indiqué les produits associés recommandés.

Raccordements

Les fils de cuivre émaillés dans la construction électronique sont généralement raccordés par soudure à l'étain.

Les fils émaillés « soudables » ne nécessitent pas un dénudage préalable, il suffit de les tremper dans un bain de soudure à l'étain, à 360 °C pour faire fondre l'émail et étamer le fil.

Pour les autres catégories d'émail, il faut dénuder le fil en le passant dans une flamme qui brûle l'isolant. Le fil est ensuite plongé dans l'alcool dénaturé et essuyé avec un chiffon. Il faut une certaine habitude pour chauffer suffisamment, mais pas trop, le fil, pour ne pas altérer ses caractéristiques.

Les fils d'aluminium émaillés se soudent mal à l'étain, il est préférable d'utiliser, le sertissage à froid ou la soudure électrique.

Conditions d'agglomération par effet joule des fils émaillés adhérents

Les bobinages en fils émaillés adhérents peuvent être agglomérés par l'action de la chaleur et/ou de solvants. L'agglomération par effet Joule se prête à l'automation et s'applique particulièrement aux fils de diamètre compris entre 0,2 et 0,8 mm.

L'agglomération sous l'action de solvants est plus particulièrement adaptée aux fils fins de diamètres inférieurs à 0,15 mm. En cours de bobinage, le fil émaillé passe dans un solvant approprié qui ramollit la surcouche, sans

FILS DE CUIVRE ET D'ALUMINIUM RONDS ÉMAILLÉS CARACTÉRISTIQUES DIMENSIONNELLES

Conducteur							Grade 1		Grade 2		Traction normale de bobinage		Nombre moyen de spires par 100 mm	
			Cuivre		Aluminium									
Diamètre nominal (mm)	Tolérance ± Δd (µm)	Section nominale (mm²)	Poids (g/m)	Résistance à 20 °C (Ω/m)	Poids (g/m)	Résistance à 20 °C (Ω/m)	Sur-épaisseur minimale d'émail (µm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Sur-épaisseur minimale d'émail (µm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Cuivre (N) (1)	Aluminium (N) (1)	Grade 1	Grade 2
0,0125	Les valeurs limites de résistance sont applicables	0,0001227	0,001091	139,3			1,2	0,017						
0,014		0,0001539	0,001568	111,0			1,2	0,018						
0,016		0,0002011	0,001788	85,02			1,2	0,019						
0,018		0,0002545	0,002263	67,18			1,2	0,0215						
*0,020		0,0003142	0,002793	54,41			2	0,025	3	0,027	0,05		4 250	3 840
0,022		0,0003801	0,003379	44,97			2	0,028	3	0,030	0,06		3 850	3 450
*0,025		0,0004909	0,004364	34,82			2,5	0,031	4	0,034	0,07		3 380	3 070
0,028		0,0006158	0,005474	27,76			2,5	0,035	4	0,038	0,08		3 080	2 740
*0,032		0,0008042	0,007149	21,25			3	0,040	6	0,043	0,11		2 700	2 430
0,0355		0,0009898	0,008799	17,27			3	0,045	6	0,048	0,13		2 410	2 200
*0,040		0,001257	0,01117	13,60			4	0,050	8	0,054	0,17		2 120	1 940
0,045		0,001590	0,01414	10,75			4	0,057	8	0,061	0,20		1 890	1 720
*0,050		0,001963	0,01745	8,706			5	0,062	10	0,068	0,25		1 690	1 538
0,056		0,002463	0,02190	6,940			5	0,070	10	0,075	0,28		1 515	1 370
*0,063		0,003117	0,02771	5,484			6	0,078	13	0,085	0,35		1 342	1 214
*0,071	3	0,003959	0,03520	4,318			7	0,088	14	0,095	0,43		1 190	1 104
*0,080	3	0,005027	0,04469	3,401			7	0,098	15	0,105	0,53		1 063	990
*0,090	3	0,006362	0,05656	2,687			8	0,110	17	0,117	0,64		948	889
*0,100	3	0,007854	0,06982	2,176			9	0,121	18	0,129	0,76		858	806
0,106	3	0,008825	0,07845	1,937			9	0,127	18	0,136	0,86		820	769
*0,112	3	0,009852	0,08758	1,735			10	0,134	19	0,143	0,94		772	730
0,118	3	0,01094	0,09726	1,563			10	0,141	20	0,151	1,05		735	694
*0,125	3	0,01227	0,1091	1,393			10	0,149	21	0,159	1,14		697	658
0,132	3	0,01368	0,1216	1,249			11	0,156	22	0,168	1,28		658	625
*0,140	3	0,01539	0,1368	1,110			11	0,166	23	0,176	1,40		623	590
0,150	3	0,01767	0,1571	0,9673			12	0,176	23	0,188	1,58		583	554
*0,160	3	0,02011	0,1788	0,8502			13	0,187	24	0,199	1,78		549	519
0,170	3	0,02270	0,2018	0,7531			13	0,198	25	0,211	1,99		518	491
*0,180	3	0,02545	0,2263	0,6718			14	0,209	26	0,220	2,21		493	465
0,190	3	0,02835	0,2520	0,6029			14	0,220	27	0,233	2,43		467	442
*0,200	3	0,03142	0,2793	0,5441	0,08483	0,8913	15	0,230	27	0,245	2,67	1,76	444	422
0,212	3	0,03530	0,3138	0,4843	0,09531	0,7932	15	0,243	28	0,258	2,98	1,96	422	400
*0,224	4	0,03941	0,3504	0,4338	0,1064	0,7105	16	0,256	29	0,272	3,27	2,15	400	380
0,236	4	0,04374	0,3888	0,3908	0,1180	0,6400	16	0,269	29	0,285	3,70	2,44	382	361
*0,250	4	0,04904	0,4364	0,3482	0,1325	0,5704	17	0,284	30	0,301	4,02	2,65	360	342
0,265	4	0,05516	0,4904	0,3099	0,1489	0,5077	17	0,300	30	0,317	4,44	2,92	341	325
*0,280	4	0,06158	0,5474	0,2776	0,1662	0,4547	18	0,315	32	0,334	4,95	3,26	324	308
0,300	4	0,07069	0,6284	0,2418	0,1908	0,3961	18	0,337	33	0,355	5,54	3,65	303	289
*0,315	4	0,07793	0,6928	0,2193	0,2104	0,3593	19	0,352	34	0,371	6,03	3,97	289	276

FILS DE CUIVRE ET D'ALUMINIUM RONDS ÉMAILLÉS CARACTÉRISTIQUES DIMENSIONNELLES *(suite)*

Conducteur							Grade 1		Grade 2		Traction normale de bobinage		Nombre moyen de spires par 100 mm	
			Cuivre		Aluminium									
Diamètre nominal (mm)	Tolérance ± Δd (µm)	Section nominale (mm²)	Poids (g/m)	Résistance à 20 °C (Ω/m)	Poids (g/m)	Résistance à 20 °C (Ω/m)	Sur-épaisseur minimale d'émail (µm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Sur-épaisseur minimale d'émail (µm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Cuivre (N) (1)	Aluminium (N) (1)	Grade 1	Grade 2
0,335	4	0,08814	0,7836	0,1939	0,2379	0,3177	19	0,374	34	0,392	6,80	4,47	272	261
*0,355	5	0,09898	0,8799	0,1727	0,2672	0,2829	19	0,395	36	0,414	7,50	4,95	258	247
0,375	5	0,1104	0,9817	0,1548	0,2980	0,2535	20	0,417	36	0,436	8,15	5,36	245	235
*0,400	5	0,1257	1,117	0,1360	0,3393	0,2228	22	0,442	38	0,462	9,27	6,11	229	221
0,425	5	0,1419	1,261	0,1205	0,3831	0,1973	22	0,469	38	0,489	10,2	6,70	216	209
*0,450	5	0,1590	1,414	0,1075	0,4293	0,1767	24	0,495	41	0,516	11,4	7,50	205	198
0,475	5	0,1772	1,575	0,09646	0,4784	0,1580	24	0,522	41	0,543	12,4	8,20	194	188
*0,500	5	0,1963	1,745	0,08706	0,5300	0,1426	26	0,548	43	0,569	13,7	9,02	185	179
0,530	6	0,2206	1,961	0,07748	0,5956	0,1269	26	0,570	44	0,601	15,3	10,0	175	170
*0,560	6	0,2463	2,190	0,06940	0,6650	0,1137	27	0,611	45	0,632	16,7	11,0	166	161
0,600	6	0,2827	2,513	0,06046	0,7632	0,09903	27	0,653	47	0,675	18,9	12,4	155	151
*0,630	6	0,3117	2,771	0,05484	0,8415	0,08982	29	0,684	48	0,706	20,6	13,6	148	144
0,670	7	0,3526	3,134	0,04848	0,9519	0,07942	29	0,726	49	0,749	23,4	15,3	140	136
*0,710	7	0,3959	3,520	0,04318	1,068	0,07072	30	0,767	50	0,790	25,3	16,7	132	128
*0,750	8	0,4418	3,928	0,03869	1,192	0,06338	31	0,809	52	0,832	27,7	18,3	125	122
*0,800	8	0,5027	4,469	0,03401	1,357	0,05570	32	0,861	53	0,885	31,1	20,5	117	115
*0,850	9	0,5675	5,045	0,03012	1,532	0,04934	32	0,913	54	0,937	34,5	22,8	111	108
*0,900	9	0,6362	5,656	0,02687	1,717	0,04401	33	0,965	56	0,990	38,0	25,1	105	102
*0,950	10	0,7088	6,301	0,02412	1,913	0,03950	34	1,017	57	1,041	41,6	27,5	99	97
*1,000	10	0,7854	6,982	0,02176	2,120	0,03565	35	1,068	58	1,093	45,4	29,9	95	92
*1,060	11	0,8825	7,845	0,01937	2,382	0,03173	35	1,130	59	1,155	49,4	32,6	89	88
*1,120	11	0,9852	8,758	0,01735	2,660	0,02842	36	1,192	60	1,217	53,3	35,1	85	83
*1,180	12	1,094	9,725	0,01563	2,953	0,02561	37	1,254	61	1,279	57,4	37,9	81	79
*1,250	13	1,227	10,91	0,01393	3,312	0,02282	37	1,325	62	1,351	66,6	44,0	76	75
*1,320	13	1,368	12,16	0,01249	3,693	0,02046	38	1,397	63	1,423	71,6	47,3	72	71
*1,400	14	1,539	13,68	0,01110	4,155	0,01819	39	1,479	65	1,506	80,6	53,2	68	67
*1,500	15	1,767	15,71	0,009673	4,770	0,01585	40	1,581	66	1,608	90,2	59,5	64	63
*1,600	16	2,011	17,88	0,008502	5,429	0,01393	40	1,683	67	1,711	100	66,0	60	59
*1,700	17	2,270	20,18	0,007531	6,129	0,01234	41	1,785	68	1,813	110	72,5	56	56
*1,800	18	2,545	22,63	0,006718	6,871	0,01100	42	1,888	70	1,916	121	79,9	53	53
*1,900	19	2,835	25,20	0,006029	7,654	0,009876	43	1,990	71	2,018	132	87,3	51	50
*2,000	20	3,142	27,93	0,005441	8,483	0,008913	43	2,092	72	2,120	145	95,4	48	48
*2,120	21	3,530	31,38	0,004843	9,531	0,007932	44	2,214	73	2,243	157	103	46	45
*2,240	22	3,941	35,04	0,004338	10,64	0,007105	45	2,326	74	2,366	179	118	43	43
*2,360	24	4,374	38,88	0,003902	11,80	0,006400	45	2,459	75	2,488	186	123	41	40
*2,500	25	4,909	43,64	0,003483	13,25	0,005704	46	2,501	76	2,631	206	136	39	38
*2,650	27	5,516	49,04	0,003099	14,89	0,005077	47	2,754	77	2,784	225	149	37	36
*2,800	28	6,158	54,74	0,002776	16,62	0,004547	47	2,907	79	2,938	255	168	35	34
*3,000	30	7,069	62,84	0,002418	19,08	0,003961	48	3,110	80	3,142	284	187	32	32

(*) Diamètre normalisé - CEI Publication 182 et normes dérivées
(1) 1 Newton = 102 gf

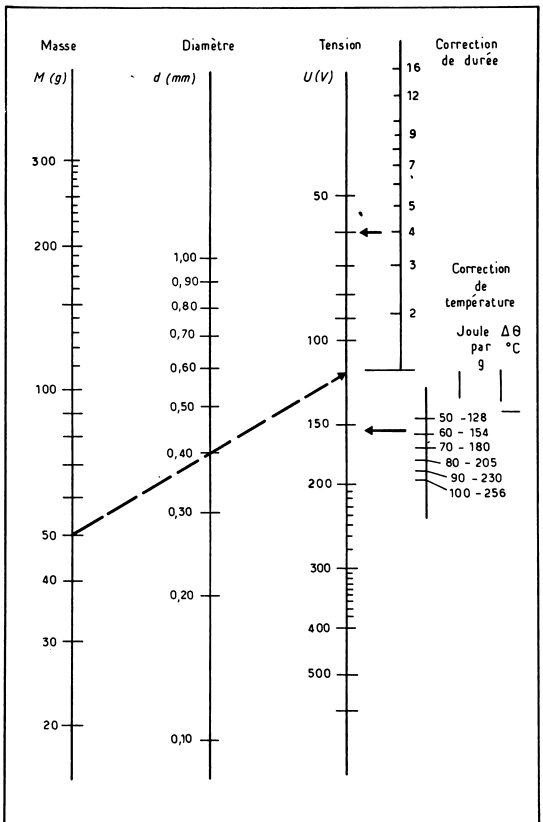


Fig. 6-34. — Abaque pour déterminer les paramètres d'agglomération par effet Joule des fils émaillés adhérents.

attaquer l'émail de base. Le ramollissement et la traction du fil doivent être réglés de façon que la résine adhérente remplisse au mieux l'espace entre spires. Il faut veiller à éliminer les solvants au fur et à mesure de l'agglomération des spires. Le solvant généralement employé est l'alcool éthylique.

Le calcul des paramètres d'agglomération par effet Joule s'effectue de la façon suivante :

Pour élever de 1 °C la température de 1 g de cuivre, il faut lui appliquer 0,094 calories, soit 0,394 joules.

Le courant qui, appliqué pendant t secondes à un bobinage de p grammes en fil de cuivre de diamètre d, dissipe une énergie J joules, s'exprime par les relations :

$$U = \frac{5{,}4\,p}{100\,d^2}\sqrt{\frac{J}{p.t}} \qquad I = 18\,d^2\sqrt{\frac{J}{p.t}} \qquad W = \frac{J}{t}$$

$$p = 7\,ld^2 \qquad R = 0{,}021\,\frac{l}{d^2} = 0{,}003\,\frac{p}{d^4}$$

où : p = masse du bobinage en grammes, d = diamètre du fil de cuivre (mm), l = longueur du fil (m), R = résistance du bobinage (Ω), I = intensité (A), J = en joules, W = puissance (W), t = en secondes. U = tension (V).

L'abaque à points alignés de la figure 6-34 constitue une méthode simple pour le calcul des paramètres d'agglomération par effet Joule. Il a été établi pour les fils dont la température d'agglomération est de 150 °C (ambiance 20 °C + échauffement $\Delta\theta$ 130 °C), soit 50 joules élèvent de 128 °C un gramme de cuivre.

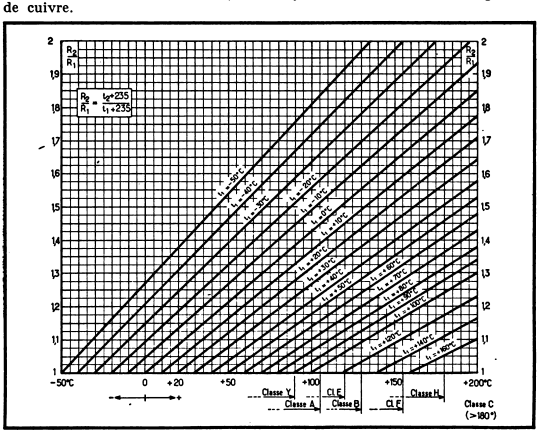


Fig. 6-35. — Abaque de la variation de la résistance des fils de cuivre avec la température.

Joindre par une droite, la masse du bobinage (g) au diamètre du fil employé, l'intersection avec l'échelle de droite donne la valeur de la tension pour obtenir en une seconde une augmentation de température de 128 °C.

Les échelles de correction doivent être reproduites sur une cartoline pour être rendues mobiles.

Si on désire obtenir l'élévation de température en t secondes placer la graduation 1 de l'échelle (a) en face de la tension obtenue pour 1 s. Lire en face de t_s la valeur de la nouvelle tension à appliquer.

Si l'accroissement de température désiré est supérieur à 130 °C, placer la graduation 50-128 (50 J-128 °C $\Delta\theta$) en face de la tension obtenue pour 1 s. Lire en face du $\Delta\theta$ désiré, la nouvelle valeur de la tension à appliquer.

Les indications données par l'abaque sont théoriques; elles ne tiennent pas compte des pertes calorifiques et de résistances de contact anormales. D'autre part, la tension adoptée doit être compatible avec les caractéristiques de l'isolant.

Variation de la résistance des fils de cuivre avec la température

Il est intéressant de contrôler la température d'un enroulement en fonctionnement, afin d'être certain que la température limite admise par le fil émaillé n'est pas dépassée. C'est dans ce but qu'a été établi l'abaque (fig. 6-35).

On sait que la résistivité du cuivre augmente avec la température. Si la résistance d'un conducteur à 0 °C est R_0 elle est à la température t_1 :

$$R_1 = R_0 (1 + \alpha t_1),$$

avec $\alpha = 1/234{,}5 = 0{,}004\,264$ pour le cuivre.

A la température t_2 on a :

$$R_2 = R_0 (1 + \alpha t_2).$$

Le rapport de ces deux valeurs est :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1 + \alpha t_2}{1 + \alpha t_1} = \frac{1/\alpha + t_2}{1/\alpha + t_1} = \frac{234{,}5 + t_2}{234{,}5 + t_1}$$

L'abaque est établi pour :

t_1 = température initiale du cuivre (ambiance);

t_2 = température finale du cuivre en fonctionnement;

R_1 = résistance initiale de l'enroulement, mesurée à t_1;

R_2 = résistance finale de l'enroulement, mesurée à t_2.

Soit un enroulement de transformateur qui mesure $R_1 = 31{,}5\ \Omega$ à $t_1 = +20$ °C avant sa mise en service. Après un certain temps de fonctionnement, on débranche le transformateur et on mesure très rapidement la valeur de la résistance de l'enroulement; on trouve : $R_2 = 40\ \Omega$.

On calcule d'abord le rapport $R_2/R_1 = 40/31{,}5 = 1{,}27$. On repère cette valeur sur l'axe vertical de l'abaque. On suit l'horizontale correspondante jusqu'à son intersection avec la droite marquée $t_1 = +20$ °C. De ce point, on descend verticalement jusqu'à l'axe des abscisses et on trouve $t_2 = 89$ °C.

Sur cette échelle, on a porté les températures limites des différentes classes normalisées d'isolants.

3.5. Les différents types de fil émaillé

Leur âme peut être en cuivre ou en aluminium, mais la diversité des types catalogués provient des différents émaux. Nous avons pris en exemple la gamme *Thomson*.

Les émaux ont évolué très rapidement depuis quelques années. A l'origine, l'émail appelé *vernis gras* était composé de résines naturelles (colophane, copal) mélangées à des huiles siccatives (huile de lin, huile de bois de Chine). Actuellement on emploie des résines et des huiles synthétiques. Un émail est donc un mélange de constituants flexibles (huiles) et de constituants rigides (résines) qui, bien fixé au fil, s'étire avec lui sans rupture, possède une bonne flexibilité tout en conservant une dureté satisfaisante.

Les constituants synthétiques se polymérisent à chaud de deux façons différentes selon leur nature. Certains opèrent une véritable transformation chimique donnant des réseaux tridimensionnels à chaîne solide : ce sont les émaux *thermodurcissables*. D'autres ont plutôt un séchage physique, les chaînes restent lâches et toutes les molécules ne se lient pas ensemble. L'émail peut être à nouveau soluble : il est *thermoplastique*.

La norme U.T.E. NF C 31 410 classe les caractéristiques des fils émaillés en fonction de leur température maximale d'utilisation : 130 °C-155 °C et 180 °C. La spécification C.E.I. 317.7 se rapporte aux fils émaillés supportant 220 °C.

Les différentes catégories peuvent être classées de la façon suivante :

— les fils de cuivre recouverts d'émail synthétique,
— les fils de cuivre recouverts d'émail soudable,
— les fils de cuivre recouverts d'émail adhérent,
— les fils d'aluminium recouverts d'émail synthétique.

LES FILS DE CUIVRE RECOUVERTS D'ÉMAIL SYNTHÉTIQUE

• **à hautes propriétés mécaniques** : classe 120 °C

— normes : NF C 31 423, C.E.I. 317.1;
— composition de l'émail : formal polyvinylique et formolphénolique, mélange thermodurcissable cuit entre 250 et 300 °C;
— fabrication : grade 2 entre 0,5 et 5 mm. Le bobinage terminé nécessite un recuit à 120 °C pendant 30 mn;
— vernis d'imprégnation recommandés :
classe A (105 °C) : Brai oléorésineux,
classe B (130 °C) : Oléophénoliques. Glycérophtaliques. Polyesters ou Epoxy avec ou sans solvants;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
vernis contenant des produits phénoliques libres, vernis dont les solvants sont des familles suivantes : alcool, dérivés phènoliques, cétones, esters;
— utilisations :
moteurs, générateurs, relais, selfs-induction, transformateurs secs ou à l'huile, tous bobinages des classes A, E ou B avec un vernis de cette classe.

• **pour transformateurs** : classe 120 °C

— normes : NF C 31 420, NF C 31 423;
— composition de l'émail : formal polyvinylique modifié par un isocyanate
— fabrication : grade 2 entre 0,355 et 5 mm. Le bobinage terminé nécessite un recuit à 120 °C pendant 30 mn;
— vernis d'imprégnation recommandés :
classe E (120 °C) : oléophéniques,
classe B (130 °C) : glycérophtaliques. Polyesters ou Epoxys avec ou sans solvants;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
aucun de la classe considérée;

— utilisations :
transformateurs à l'huile, aux diélectriques chlorés, transformateurs secs.

• **pour températures 155 °C/180 °C :** classe 155 °C

— normes : NF C 31 461, C.E.I. 317.3;
— composition de l'émail : deux couches, polyester amide-imide et polymère linéaire polyamide;
— fabrication : grade 1 entre 0,05 et 0,8 mm
grade 2 entre 0,2 et 5 mm
fil résistant aux agents chimiques et aux effets mécaniques, thermiques et magnétiques (vibrations, dilatations) grâce à sa thermoplasticité. Aucune précaution nécessaire.
— Vernis d'imprégnation recommandés :
classe B (130 °C) : glycérophtaliques, Epoxys avec ou sans solvants,
classe F (155 °C) : glycérophtaliques modifiés silicones. Polyesters avec ou sans solvants,
classe H (180 °C) : Silicones avec ou sans solvants;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
aucun de la classe considérée;
— utilisations :
tous bobinages réalisés sur machines automatiques à grande vitesse et ceux imprégnés avec des vernis sans solvants, sauf les moteurs de groupes hermétiques pour réfrigérateurs et les transformateurs à l'huile et aux diélectriques chlorés.

• **pour température 180 °C/200 °C :** classe 180 °C

— normes : NF C 31 462. C.E.I. 317.8 et 317.10;
— composition de l'émail : résine polyester imide THEIC;
— fabrication : grade 1 : entre 0,2 et 0,63 mm,
grade 2 : entre 0,2 et 2 mm,
ce fil n'est pas utilisable sur les machines à bobiner dynamiques. Il résiste aux surcharges et aux fluides réfrigérants au fréon;
— vernis d'imprégnation recommandés :
classe F (155 °C) : glycérophtaliques modifiés silicones. Polyesters avec ou sans solvants;
classe H (180 °C) : Silicones avec ou sans solvants;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
aucun de la classe considérée;
— utilisations :
Moteurs de groupes hermétiques pour réfrigérateurs, tous bobinages de la classe H.

LES FILS DE CUIVRE RECOUVERTS D'ÉMAIL SOUDABLE

• **classe 130 °C**

— normes : NF C 31 422, C.E.I. 317.4;
— composition de l'émail : deux couches : résine à base de polyuréthane et résine polyamide modifiée;
— fabrication : grade 1 entre 0,04 et 1 mm, étamé et soudé sans décapage dans un bain de soudure étain-plomb (60-40) à 365 °C ± 5 °C, excellente aptitude au bobinage de fils fins sur machine automatique à grande vitesse; très résistant aux solvants des produits d'imprégnation;
— vernis d'imprégnation recommandés :

classe A (105 °C) : oléorésineux,
classe B (130 °C) : oléophénoliques, oléoglycérophtaliques. Polyester et Epoxys avec ou sans solvants;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
aucun de la classe considérée;
— utilisations :
micro et mini-moteurs, relais, transformateurs radio-télévision.

• **classe 155 °C**

— normes : NF C 31 422, C.E.I. 317.4;
— composition de l'émail : résine polyuréthane dont la base résulte de la réaction d'un polyester sur un isocyanate;
— fabrication : grade 1 entre 0,04 et 0,5 mm, étamé et soudé sans décapage dans un bain de soudure; n'est pas recommandé dans les circuits sujets à des surcharges thermiques importantes, par suite de sa soudabilité;
— vernis d'imprégnation recommandés :
classe B (130 °C) : oléophénoliques;
classe F (155 °C) : glycérophtaliques;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
vernis contenant des produits phénoliques libres, vernis dont les solvants sont : alcool, dérivés phénoliques, solvants chlorés, cétones, esters. Vernis présentant des retraits à la polymérisation, risquant de fissurer l'isolant du fil;
— utilisations :
tous les petits bobinages réalisés en fils fins et très fins utilisés en métrologie, micro-électronique, horlogerie...

• **Autre fabrication classe 155 °C**

avec deux couches d'émail résine polyuréthane et résine polyamide modifiée. Ce fil est résistant aux produits chimiques et aux solvants. Aucun vernis d'imprégnation déconseillés. Mêmes utilisations.

LES FILS DE CUIVRE RECOUVERTS D'ÉMAIL THERMO-ADHÉRENT

• **classe 155 °C/180 °C**

— normes : aucune à ce jour,
— composition de l'émail : deux couches, résine polyester amide-imide modifiée et surcouche adhérente à base de polyamide;
— fabrication : grades 1 et 2 entre 0,071 et 1 mm,
température minimale de collage : 190 °C,
température de ramollissement : 150 °C,
solvant d'agglomération conseillé : alcool éthylique, ces bobinages ne sont pas imprégnés. Le pouvoir agglomérant devient nul à la température de ramollissement qu'il ne faut pas atteindre en service.
— utilisations :
tous bobinages en forme, sans carcasse, rotors et inducteurs de petits moteurs en fabrication automatique, bobinages non imprégnés destinés à subir des efforts de déformation (rotor d'alternateurs de véhicules...).

• **fil soudable et adhèrent classe 155 °C**

— normes : NF C 31 432, C.E.I. 317.2;
— composition de l'émail : deux couches, résine polyuréthane et surcouche thermoplastique (plusieurs formules);

— fabrication : grade 1 : entre 0,04 et 1 mm,
grade 2 : entre 0,2 et 1 mm,
température minimale de collage : 150 °C,
température de ramollissement : 90-110 °C,
solvant d'agglomération conseillé : alcool éthylique,
fil soudable au bain de soudure et adhérent,
ces bobinages ne sont pas imprégnés. La force d'agglomération est d'autant plus élevée que la température, le temps d'agglomération et la traction de bobinage sont élevés, dans les limites autorisées;
— utilisations :
tous bobinages en forme et sans carcasses.

LES FILS D'ALUMINIUM RECOUVERTS D'ÉMAIL SYNTHÉTIQUE

• **classe 155/180 °C**

— norme : C.E.I. projet 55 (BC) 130;
— composition de l'émail : deux couches, résine polyester amide-imide, surcouche polymère linéaire polyamide;
— fabrication : grade 2 : entre 0,355 et 3,750 mm,
traction de bobinage : 60 % du fil de cuivre de même diamètre,
bonne résistance aux chocs thermiques;
— vernis d'imprégnation recommandés :
classe B (130 °C) : glycérophtaliques, Epoxys avec ou sans solvants,
classe F (155 °C) : glycérophtaliques modifiés silicones, polyesters avec ou sans solvants,
classe H (180 °C) : Silicones avec ou sans solvants;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
aucun de la classe considérée;
— utilisations :
moteurs, générateurs, self-induction, transformateurs secs, sauf moteurs de groupes hermétiques et transformateurs à l'huile et aux diélectriques chlorés.

• **classe 180/200 °C**

— norme : C.E.I. projet 55 (BC) 131;
— composition de l'émail : deux couches, résine polyester THEIC, surcouche polymère linéaire thermostable;
— fabrication : grade 2 entre 0,355 et 3,75 mm, supporte les contraintes dues à l'enrobage et à l'imprégnation, ainsi que les effets mécaniques, thermiques et magnétiques en service normal;
— vernis d'imprégnation recommandés :
classe F (155 °C) : glycérophtaliques modifiés silicones, polyester ou Epoxys avec sans ou solvants,
classe H (180 °C) : silicones avec ou sans solvants;
— vernis d'imprégnation déconseillés :
aucun de la classe considérée;
— utilisations :
moteurs, générateurs, transformateurs, sauf moteurs de groupes hermétiques.

• **classe 180/200 °C**

Émail résine polyesterimide THEIC spécialement étudié pour résister aux fluides réfrigérants au fréon. Destiné à la fabrication des moteurs de groupes hermétiques. Mêmes caractéristiques générales que le fil décrit précédemment.

3.6. La livraison des fils émaillés

Normes : NF C 31 090, C.E.I. 264.

Bobines

Recommandées pour les fils très fins, sur des machines pas trop rapides, de façon à ne pas blesser le fil. Les dimensions des bobines sont normalisées en fonction du diamètre du fil. Il en existe cependant pour tous les diamètres fabriqués. La plus petite pour fil jusqu'à 0,045 mm ((⌀ : 100 mm, l : 100 mm) contient 1 kg. La plus grande pour fil entre 4 et 5 mm (⌀ : 500, l : 250) contient 70 kg.

Bobines côniques et fûts

Recommandés pour les machines à grande vitesse et à la fabrication de série. Le fil se déroule à la partie supérieure, sans risque d'altération.

Bobines côniques

Pour fil entre 0,18 et 1,7 mm. La plus petite, pour fil entre 0,180 et 0,425 mm en contient 36 kg (⌀ : 315 ,l : 500 mm). La plus grande, pour fil entre 0,63 et 1,7 mm en contient 150 kg (⌀ : 400, l : 630 mm).

Fûts

Deux modèles : pour fil entre 0,28 et 1,8 mm en contient 40 kg (⌀ : 315, l : 355 mm), pour fil entre 1 et 4 mm en contient 140 kg (⌀ : 500, l : 400 mm).

4. LES ISOLANTS

Dans un bobinage l'isolement entre spires est assuré par le revêtement du fil (guipage ou émaillage). Il est nécessaire de disposer d'autres isolants pour séparer les couches entre elles, pour isoler le bobinage de la masse et des autres bobinages. Enfin, il faut imprégner les enroulements pour éviter l'action de l'humidité.

4.1. Les principaux isolants

Les principaux isolants utilisés dans la fabrication des transformateurs sont donnés dans le tableau de la page 294.

4.2. L'isolement des bobinages par rapport à la masse

La norme U.T.E. prescrit d'appliquer une tension d'essai de 2 U + 1 000 entre les différents enroulements et par rapport à la masse.

Pour les transformateurs d'alimentation branchés sur le secteur monophasé de tension maximale de 250 V, la tension d'essai (2 × 250 + 1 000) est de 1 500 V. Pour plus de sécurité les fabricants adoptent souvent 2 000 V.

L'isolement nécessaire est constitué par la carcasse placée sur le circuit magnétique et qui contient les enroulements, ainsi que par les films qui les séparent entre eux.

• **Les carcasses** peuvent être : en presopahn, en nylon chargé de fibres de verre, en tissu de verre stratifié polyester, ou en Téflon, selon la classe de température adoptée pour le bobinage entre 105 °C et 180 °C.

Il faut prévoir en fabrication des carcasses pour chacun des modèles de tôles et pour toutes leurs dimensions que ce soit des tôles au silicium ou au nickel, au standard français ou allemand.

Désignation	Classe T (°C)	Épaisseur (mm)	Masse au m² (g)	Tension de claquage moyenne (V)
Papier kraft électrique	105	0,05 0,07 0,10 0,15 0,20	35 50 72 120 140	500 630 830 1 220 1 510
Papier cristal glacé ou mat . . .	105	0,03	40	1 100
Fiscerolid Isoélectra (papier fort)	120	0,10 0,15 0,20 0,30 0,50	120 200 250 350 600	2 150 3 300 4 550 5 800 6 700
Presspahn parcheminé	120	0,05 0,07 0,10 0,15 0,20 0,30 0,50	60 85 126 190 265 350 600	840 905 970 1 270 1 600 2 400 5 000
Terphane (film)	en continu 140 Trois heures 150/170 Deux minutes 200/220 Fusion 250	0,013 0,018 0,025 0,038 0,050 0,075 0,100 0,125 0,175 0,230	17 25 32 50 69 105 139 175 250 350	2 000 3 500 4 000 8 000 10 000 11 000 13 000 15 000 18 000 20 000
Polyester Mylar	en continu 130	0,065 0,090		5 000 7 000
Film polyimide Kapton	en continu 180	0,075 0,100		6 500 10 000
Film Teflon	en continu 180	0,100 0,165		8 500 12 000
Tissu de verre imprégné silicone .	en continu 180	0,200		4 000
Carcasses nylon chargées fibre de verre 30 %	130 140			5 000 V/mm
Carcasses tissu de verre stratifié polyester	180			6 000 V/mm
Carcasses Teflon	220			8 000 V/mm

De plus il faut un choix, le catalogue doit proposer des carcasses en presspahn, en nylon nues, en nylon équipées de leurs picots pour insertion dans les circuits imprimés (fig. 6-36).

Les carcasses spéciales pour haute température sont généralement fabriquées à la demande et sur plans.

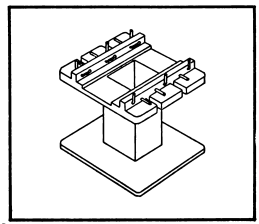


Fig. 6-36. — Carcasse miniature moulée en nylon. Les ancrages des sorties sont prévus dans le moulage.

On voit le nombre élevé de modèles que le fabricant spécialisé doit proposer.

• **Les caniveaux** sont des tubes à section carrée ou rectangulaire, sans joues, destinés aux machines à bobiner multiples. Le caniveau a une section en fonction du circuit magnétique et une longueur égale à celle que peut recevoir la machine. Après le bobinage de 6 à 12 transformateurs, le caniveau est découpé entre les enroulements pour former les bobinages élémentaires. Ces caniveaux sont généralement, soit en carton bakélisé (105 °C), soit en presspahn (120 °C).

Certaines machines multiples reçoivent des carcasses permettant des bobinages de classes de température plus élevées.

4.3. L'isolement entre couches et entre enroulements

• **Entre couches :** lorsque l'on craint que la tension entre la première spire d'une couche et la dernière spire de la couche suivante risque de percer l'émail, il faut placer un film isolant entre chacune des couches. Cette tension dangereuse est rarement atteinte étant donné les progrès réalisés. Cette tension est variable en fonction de l'épaisseur de l'émail, donc de la section du fil.

Les tensions de claquage qui ont été données pour le fil et pour les isolants doivent être interprétées avec beaucoup de prudence et une très large marge de sécurité. En effet pour un même produit on trouve des chiffres différents en fonction des documents. Ces tensions dépendent, de la méthode de mesure, de la température, de l'état hygrométrique de l'air et de la rapidité de la montée en tension. C'est pourquoi il faut prendre un coefficient de sécurité d'au moins cinq.

Ainsi, pour les fils fins, une tension entre couches de plus de 25 V nécessite la pose d'un film isolant.

Pour les transformateurs de la classe A (105 °C) on utilise le papier cristal de 0,03 mm. Pour les transformateurs des classes E (120 °C) et B (130 °C) on adopte les films Terphane ou polyester (Mylar). Pour les classes F (155 °C) et H (180 °C) ce sont les films polyimides (Kapton) et Téflon qui sont à employer.

Souvent on trouve des films entre couches bien que la question de la tension ne se pose pas. Cette disposition est obligatoire pour le bobinage multiple sur caniveau. En effet, il est indispensable de bien maintenir le fil des différentes couches en place, lors de la découpe des bobinages élémentaires, puisqu'un caniveau ne comporte pas de joues. Le film est découpé de façon que sa largeur soit égale à la longueur du caniveau.

Même, lors d'un bobinage sur carcasse, on rencontre des films entre couches, en dehors de tout risque de tension. Cette disposition est adoptée pour bien maintenir le fil lors des bobinages à grande vitesse et à faciliter l'imprégnation du transformateur. Le film est découpé à la largeur intérieure de la carcasse. Il peut être livré cranté sur les deux bords pour mieux s'accrocher à la carcasse.

• **Entre enroulements** : c'est la tension d'essai normale de 2 000 V qui doit être prise en considération, avec un coefficient de sécurité de cinq, soit 10 000 V. Il faut donc placer plusieurs couches de papier ou de film entre deux enroulements, ou pour terminer le transformateur.

Pour la classe A (105 °C) on utilise souvent le papier kraft, ou les produits genre Fisceroïd, ou encore le presspahn. Pour les classes supérieures, on adopte les mêmes films plastiques qu'entre couches.

4.4. L'imprégnation des bobinages

Il est indispensable d'imprégner les transformateurs afin de les protéger des agents extérieurs et surtout de l'humidité. Un transformateur non imprégné ne peut être fiable.

L'opération débute par un séchage prolongé, afin d'éliminer l'humidité présente dans le bobinage. Il s'effectue d'abord dans une étuve à la pression atmosphérique aux environs de 100 °C. La durée dépend du volume du transformateur (8 à 20 h). Puis on fait le vide dans l'étuve (1 à 2 mm de Hg) pour dégazer le bobinage, pendant 1 à 2 h. Le produit d'imprégnation est introduit dans l'étuve et prend la place des bulles d'air et des molécules d'eau emprisonnées à l'origine dans l'enroulement. Enfin, pour parachever l'imprégnation, une pression de 2 à 3 atmosphères vient remplacer le vide dans l'étuve, afin de bien faire pénétrer le produit jusqu'au cœur du bobinage. Les températures et la durée des opérations dépendent des produits utilisés et du volume du transformateur.

Les différentes catégories de produits d'imprégnation sont :

— Les *vernis gras*, composés de résines naturelles ou artificielles diluées dans un solvant (essence de térébenthine, essences dérivées du pétrole) et d'huiles végétales siccatives (huile de lin, huile de chanvre), en voie de disparition;

— Les *compounds* à base de brai ou de résine. Ils se durcissent à froid sans oxydation ni polymérisation. Ils peuvent être utilisés pour l'imprégnation à cœur et pour la simple protection au trempé, classe A, 105 °C;

— *Les résines synthétiques*, en fonction des types d'émail recouvrant les fils; elles ont été citées pour chacun d'eux. On relève : les résines oléophénoliques (classe E, 120 °C); les glycérophtaliques, les polyesters et les époxys (classe B, 130 °C), les glycérophtaliques modifiés silicones, certaines résines polyesters (classe F, 155 °C) et les silicones (classe H, 180 °C).

Certaines résines, comme les époxys (Araldite-Scotchcast) permettent, soit l'imprégnation à chaud, soit l'enrobage à froid. Il existe une grande variété de ces produits adaptés aux différentes utilisations.

On mélange la résine appropriée avec un durcissant juste avant l'emploi; il s'agit généralement de deux liquides. Une polymérisation s'effectue alors et le bobinage est imprégné et éventuellement enrobé par une résine indestructible.

La conduite de l'imprégnation aux silicones nécessite des précautions spéciales.

4.5. La protection au trempé

Pour la fabrication de certains transformateurs destinés au matériel grand public et dont les caractéristiques ne sont pas poussées, on procède parfois à une imprégnation au trempé.

Le bobinage est placé dans une étuve à la pression atmosphérique pour l'opération de séchage normale. Puis il est trempé pendant quelques instants dans une cire minérale microcristalline fondue (vers 120 °C). La cire, très fluide, pénètre dans le bobinage, mais pas aussi complètement que lors de l'imprégnation sous vide, puis sous pression.

En se refroidissant, la cire cristallise et obture les vides à l'intérieur du bobinage.

On peut également imprégner et enrober un transformateur au trempé au moyen des résines naturelles ou synthétiques prévues pour cet usage *(Araldite, Scotchcast)*. La protection est ainsi meilleure.

5. LES MACHINES A BOBINER

Les bobinages à construire pour être branchés sur le secteur, pour réaliser des filtres, ou pour le domaine de la basse fréquence, c'est-à-dire entre 50 Hz et 20 000 Hz, sont bobinés à spires jointives sur une carcasse ou un caniveau et sont montés sur un circuit magnétique feuilleté. Ce sont donc des machines à bobiner à spires jointives qui vont être décrites sommairement. Les machines à nid d'abeilles pour H.F. seront étudiées au chapitre VII.

5.1. Les tourets à main

Avec ces appareils, le fils est maintenu et dirigé à la main. Ils sont employés pour le bobinage des enroulements comportant peu de spires en fil de fort diamètre. Ils comprennent :

— Un *moteur électrique* d'une puissance de 46 W (1/16 CV) à 184 W (1/4 CV) qui tourne à 1500 tr/mn. On y adjoint un rhéostat de démarrage commandé au pied et un compte-tours qui assure l'arrêt automatique en fin de bobinage;

— Un *support de bobine d'alimentation* fixé sous l'établi, au-dessous de la broche du touret. Il reçoit les bobines de fil émaillé;

— Le *touret* proprement dit, qui est fixé sur l'établi. Une poulie à trois gorges sur le moteur et sur le touret permet, en déplaçant la courroie de liaison, de faire tourner la broche à une vitesse maximale comprise entre 300 et 1 000 tr/mn.

La broche reçoit la carcasse destinée à contenir le bobinage. Généralement dans un transformateur d'alimentation on bobine sur une machine multiple

le primaire secteur et les secondaires qui comportent un grand nombre de spires et qui permettent un gain de temps appréciable. Puis on bobine à la main le ou les enroulements en gros fil.

Il existe également des tourets dans lesquels l'entraînement de la broche est assuré à la main par une manivelle démultipliée (1 : 3,7 ou 1 : 2). Ils sont destinés aux petites séries ou aux essais de laboratoire.

5.2. Les tourets unitaires

Ils comportent les mêmes éléments que les tourets à main et à moteur, de plus le fil est rangé par un guide fil.

Le moteur est relié à la broche au moyen des poulies à trois gorges et de la courroie, mais aussi au moyen d'un galet réglable entre deux disques (grand et petit plateau); on obtient ainsi un réglage très progressif de la vitesse de rotation de la broche en fonction du diamètre du fil.

La bobine est montée sur un dévidoir à colonne qui comporte une poulie dont la force de rappel est réglable en fonction du diamètre du fil. Ainsi celui-ci reste bien tendu pendant le cours du bobinage, sans risque de rupture.

Sur les modèles les plus récents, la bobine de fil est fixée verticalement dans un dévidoir et le fil se déroule par le haut de la bobine dans un entonoir inversé. Cette disposition permet un bobinage à grande vitesse, sans risque d'abîmer le fil.

Ces tourets sont équipés d'un guide-fil commandé par une vis micrométrique à renversement de marche. Ce guide-fil permet de ranger le bobinage à spires jointives sur la carcasse entraînée par la broche. Son avance doit donc correspondre au diamètre du fil pour chaque tour. Son va-et-vient est réglé selon la largeur du bobinage. Un renversement de marche du guide-fil par microcontacts est prévu à chaque extrémité de la course.

Le compte-tours peut être de deux modèles différents. Le compteur peut indiquer soit le nombre de spires effectuées, soit le nombre de spires restant à bobiner. Dans le premier cas le compteur part de zéro et arrête la machine à un nombre de tours prédéterminé. Dans le second cas, on affiche au départ le nombre de tours à effectuer et la machine est arrêtée à zéro.

Bien entendu la machine doit fonctionner sans à-coups et avec une grande précision.

Il existe une grande variété de tourets de ce type :

• **machine de précision pour fil fin** de 0,040 mm à 0,5 mm, vitesse jusqu'à 6 000 tr/mn,

• **machine à grande vitesse :** jusqu'à 12 000 tr/mn pour fil entre 0,03 mm et 0,8 mm.

• **machine standard :** à fil rangé multi-couches pour fil entre 0,040 mm et 1 mm, vitesse 500 à 1 500 tr/mn, largeur de la bobine : jusqu'à 220 mm, diamètre : jusqu'à 150 mm, moteur 1400 tr/mn standard.

5.3. Les tourets automatiques multiples

Ce sont des machines de même conception que les tourets automatiques unitaires, mais prévues pour bobiner plusieurs enroulements à la fois, en fil émaillé entre 0,04 mm et 0,8 mm.

Le nombre de bobinages que l'on peut effectuer à la fois est fonction de la largeur de l'enroulement unitaire et de la longueur entre pointes de la

broche. Pour les transformateurs d'alimentation classiques on peut en bobiner jusqu'à 12 à la fois. Tandis qu'on peut effectuer jusqu'à 24 transformateurs B.F. miniatures. Le nombre des porte-bobine ou de dévidoirs pour fûts est double de celui des bobinages. On peut ainsi effectuer deux enroulements avec du fil de diamètre différent sans avoir besoin de remplacer les bobines. Le gain de temps est appréciable.

La machine comprend les mêmes organes que précédemment. Le moteur est plus puissant 184 W (1/4 CV) à 368 W (1/2 CV). Il y a autant de guide-fils que de bobinages, ils sont amovibles et réglables. Un dispositif permet d'insérer d'une façon semi-automatique ou automatique la feuille de papier ou de plastique d'isolement entre les couches. Des couteaux séparent en fin de bobinage les différents transformateurs, en coupant entre les enroulements.

Le mode opératoire est le suivant : on place entre les pointes de la broche un caniveau unique, monté sur un support métallique. On fixe l'extrémité des 12 fils, par exemple, au moyen de ruban adhésif, et ce, bien à leur place. On effectue deux spires et on refixe le fil. Ces spires seront sorties au moyen d'un crochet et sont destinées à permettre d'effectuer le branchement des enroulements. Puis on opère le bobinage à spires jointives. Lorsque la machine est semi-automatique à la fin de la première couche une lampe s'allume au moment de l'inversion de marche, ce qui permet l'insertion de la feuille de papier ou de plastique d'isolement sans arrêt de la machine.

Les prises intermédiaires doivent être effectuées à l'une ou à l'autre extrémité d'une couche, de façon que les sorties puissent être faites selon le même processus qu'au début ou à la fin du bobinage.

L'isolement entre les enroulements est assuré par le nombre voulu de couches. Une feuille de papier gommé est collée sur le bobinage terminé, elle permet de maintenir les enroulements très serrés.

Enfin, on coupe entre les enroulements afin d'obtenir les transformateurs unitaires et on récupère les sorties avec un crochet en regardant le bobinage par la tranche. Chaque fois qu'il y a deux bandes adhésives, il y a deux spires entre, qu'il faut accrocher, sortir et torsader ensemble.

Les bobinages unitaires sont éventuellement dirigés vers les tourets à main pour la confection des enroulements en gros fil.

Pour le bobinage des petits transformateurs, on ne se sert pas d'un caniveau, mais de carcasses moulées qui sont enfilées côte à côte sur un mandrin métallique placé entre les pointes de la broche de la machine. Il n'y a donc pas lieu ensuite d'effectuer la coupure entre les enroulements. Les sorties sont faites en passant le fil torsadé sur lui-même dans des fentes prévues dans les joues de la carcasse.

On en rencontre un grand nombre de modèles dans les catalogues :

• **machines semi-automatiques** : fils de 0,08 mm à 0,6 mm, longueur entre pointes : jusqu'à 855 mm, diamètre maximal d'une bobine : 115 mm, vitesse : 800 à 2200 tr/mn.

• **machines à insertion automatique du papier** : fils de 0,04 mm à 0,8 mm, à dévidoirs, longueur entre pointes : jusqu'à 1 m, vitesse : 1 800 à 4 800 tr/mn, moteur courant continu 368 W (1/2 CV) à commande électronique assurant un démarrage progressif, une diminution de la vitesse lors de l'insertion du papier et un arrêt progressif lorsque le nombre de tours est atteint.

• **machines entièrement automatiques** à commande programmée par bande perforée. Un système hydraulique commande : la mise en route progressive, le ralentissement lors de l'insertion du papier, l'augmentation progressive de la largeur du papier à mesure que le diamètre de la bobine augmente, le nombre et l'emplacement des prises, la largeur du bobinage, la position

d'emplacements non bobinés éventuels, l'arrêt de la machine en fin de bobinage et la commande des couteaux de séparation. Vitesse : 0 à 2900 tr/mn, puissance : 736 W (1 CV).

5.4. Les machines à bobiner spéciales

Certaines machines ont été adaptées pour effectuer au mieux des bobinages particuliers; citons entre autres :

• **automates carrousel à têtes multiples pour bobines multi-couches :** Ces machines chargent automatiquement les carcasses, effectuent le bobinage, puis assurent l'évacuation de l'ensemble terminé. Elles peuvent être complétées par une unité d'agglomération, par effet Joule, des fils thermo-adhérents.

• **machines automatiques pour la fabrication des bobines de déflexion en télévision :** ces bobines de formes particulières et dont les tolérances sont très serrées, sont obtenues dans un moule animé d'un mouvement de va et vient. Le cycle est automatique, il comprend : le bobinage, la cuisson, le formage des bobines, leur refroidissement et l'ouverture du moule. Fil thermo-adhérent entre 0,2 et 0,6 mm, cadence horaire : 50 à 60 bobines. Certaines machines acceptent jusqu'à six fils en parallèle pour les bobines de télévision en couleur.

• **machines automatiques à bobiner les tores coupés ou non :** ces machines sont équipérs d'une navette qui enroule le fil autour du tore; diamètre intérieur minimal : 3 mm, diamètre extérieur maximal : 700 mm, fil entre 0,020 mm et 5 mm.

6. LE TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

• **Spécifications :** C.C.T.U. 06-11 B pour les transformateurs d'alimentation professionnels;

C.C.T.U. 06-13 pour la réception des transformateurs et auto-transformateurs de puissance.

• **Norme :** U.T.E. NF C 92 130 donne les échauffements maximaux.

Un transformateur d'alimentation comprend :
— un primaire relié au secteur monophasé ou triphasé,
— un ou plusieurs secondaires donnant la ou les tensions alternatives désirées.

Cette tension alternative doit être redressée par une, deux ou quatre diodes au silicium, puis filtrée par un circuit R-C ou L-C. Elle peut également être stabilisée par un montage à transistors ou à circuit intégré.

Le rapport entre la tension alternative efficace du secondaire et la tension continue filtrée de sortie dépend :
— de la valeur des condensateurs de filtre,
— de la résistance ohmique de la résistance ou de l'inductance de filtre,
— de la consommation de l'appareil, c'est-à-dire de la valeur de la résistance de charge.

L'étude complète des circuits redresseurs monophasés est effectuée dans le tome 2 de notre « *Technologie des composants électroniques* ».

La figure 6-37 donne les principaux schémas de redresseurs monophasés, avec les rapports approximatifs de la tension entre le secondaire (U_{eff}) et la tension redressée non filtrée aux bornes de C/(U_{c1}) :

a) redressement mono-alternance,

b) redressement double alternance à point milieu, ou va et vient,

c) redressement double alternance en pont.

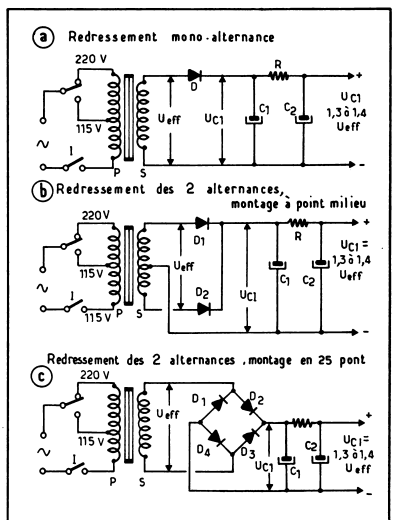


Fig. 6-37. — Principaux schémas de transformateurs d'alimentation.
a) Redressement mono - alternance;
b) Redressement des deux alternances, montage à point milieu;
c) Redressement des deux alternances, montage en pont;

6.1. Le calcul du transformateur d'alimentation

Il faut tout d'abord connaître les caractéristiques du transformateur à réaliser, ainsi que sa catégorie climatique.

Il peut être destiné au matériel grand public ou au matériel professionnel, monté sur un appareil mobile universel ou sur un ensemble fixe.

Pour le primaire, il faut connaître le nombre des prises et leur tension nominale, la fréquence et le mode de distribution.

En France, le secteur à 50 Hz est normalisé de la façon suivante : 220 V entre phase et neutre et 380 V entre phases. Il existe encore des villes alimentées sous 127 V entre phase et neutre, et 220 V entre phases; ce mode de distribution doit être progressivement éliminé.

Les petits transformateurs qui font l'objet de cette étude sont tous alimentés en monophasé.

Pour l'aviation, la fréquence à bord des aéronefs est normalisée à 400 Hz sous une tension de 115 V.

Pour les appareils fixes on ne prévoit qu'une seule tension; pour les appareils mobiles on prévoit entre 2 et 5 prises.

Pour les secondaires, il faut déterminer le nombre d'enroulements, leur tension nominale, la puissance en régime normal et la puissance maximale développée pour chacun d'eux. Il faut également tenir compte du nombre d'heures de fonctionnement par jour et par an ainsi que de la température ambiante maximale.

Muni de ces renseignements on calcule la puissance apparente délivrée par le secondaire, elle s'exprime en volts-ampères (VA). La puissance active $P_a = UI \cos \varphi$ est en watts (W) et la puissance réactive $P_r = UI \sin \varphi$ est en volts-ampères réactifs (var). Le cos φ est appelé facteur de puissance; il est compris entre 0,7 et 0,8 pour les petits transformateurs.

Pour les systèmes redresseurs des deux alternances à point milieu, il ne faut compter que la moitié de la tension de l'enroulement, puisque les deux moitiés débitent chacune à leur tour (fig. 6-37-b).

Soit, par exemple, à calculer un transformateur de téléviseur à grand écran transistorisé (fig. 6.37-c). Secondaire H.T. : 50 V, 2 A; enroulement de chauffage du tube cathodique : 6,3 V, 0,3 A.

La puissance apparente du secondaire est :

$$(50 \times 2) + (6{,}3 \times 0{,}3) = 101{,}9 \text{ VA}$$

En tenant compte d'un facteur de puissance de 80 %, la puissance active prise au secteur par le primaire est de : 127,5 W.

Le calcul d'un transformateur consiste :

— dans le choix des tôles et de la section du circuit magnétique,

— dans le calcul du nombre de spires pour chacun des enroulements,

— dans le calcul du diamètre du fil.

On vérifie ensuite l'échauffement et le rendement.

CALCUL DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN TOLES DÉCOUPÉES

Puisque toute la puissance transformée prend la forme d'un flux magnétique pour passer du primaire au secondaire, la section du circuit magnétique doit être une fonction de la puissance transmise. Il faut, d'autre part, que la surface des fenêtres soit suffisante pour y loger les bobinages. La qualité de la tôle intervient également.

Pour les tôles ordinaires (3,6 W/kg) la section est donnée par :

$$S \text{ en } cm^2 = 1{,}2 \sqrt{P} \text{ en VA (puissance apparente).}$$

Cette formule simplifiée est valable pour un secteur de 50 Hz et une induction dans le circuit magnétique de 1 T. Elle donne la section réelle du fer. Pour tenir compte de l'isolement des tôles et du foisonnement, il faut majorer cette section de 10 % pour obtenir la section brute ou apparente (fig. 6-38).

Ainsi, les pertes dues au fer et celles dues au cuivre sont du même ordre de grandeur. C'est le meilleur compromis entre le rendement et le prix de revient.

Pour les tôles à faible perte (1,1 à 1,6 W/kg), on peut utiliser la formule :

$$S = \sqrt{P}$$

Pour les tôles orientées (0,6 W/kg) à 1 T on peut aller jusqu'à :

$$S = 0{,}8\sqrt{P}$$

A 1,5 T (1,1 W/kg) on prend : $S = \sqrt{P}$

La section brute correspond à la largeur de la partie centrale de la tôle multipliée par l'épaisseur de l'empilage. On obtient le meilleur rendement et la plus grande facilité de bobinage lorsque cette section est carrée. En consultant le catalogue des dimensions des tôles, on choisit le modèle qui semble convenir. S'il s'agit d'un petit transformateur simple on peut adopter une découpe américaine en EI. S'il y a de nombreux secondaires et une certaine puissance, il est préférable de choisir des tôles cuirassées. Pour un transformateur étanche professionnel, c'est un circuit en tôle orientée qui convient le mieux.

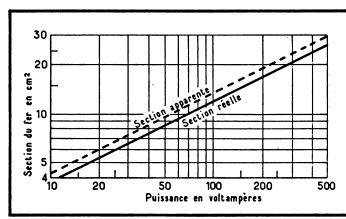


Fig. 6-38. — Abaque donnant la section du circuit magnétique en fonction de la puissance en VA pour des tôles ordinaires (3,6 W/kg), un secteur de 50 Hz et une induction de 1 tesla. (D'après Ch. Guilbert).

Le choix du type de tôle entraîne celui de la carcasse et du mode de protection et de fixation du transformateur.

Si l'induction est différente de 1T, il faut en tenir compte en appliquant un coefficient correctif à la valeur de la section trouvée. Ce coefficient est donné par le rapport des pertes à la valeur de l'induction choisie par celles à 1 T, en consultant la courbe des pertes, par rapport à l'induction, du type de tôle choisi. Ainsi une tôle ordinaire à 3,6 W/kg à 1 T présente 6 W/kg à 1,3 T et 2 W/kg à 0,7 T. (fig. 6-18).

Par contre, les tôles orientées peuvent facilement être employées à 1,5 T, les pertes restant faibles (1,1 W/kg).

La valeur de l'induction choisie dépend : de la tôle, du type de transformateur et de son utilisation.

Un transformateur professionnel fonctionnant 24 h par jour, dans une ambiance très chaude, est monté sur un circuit en tôles orientées, avec une induction maximale de 1,2 à 1,4 T.

Un transformateur grand public pour fonctionnement intermittent et de prix tiré utilise des tôles 3,6 W/kg à 1,2 T.

Ces valeurs sont données pour une fabrication classique utilisant du fil émaillé classe E (120 °C), une carcasse en nylon et des feuilles de terphane

pour l'isolement. Les règles de sécurité et d'échauffement de la norme NF C 92 130 sont respectées.

Bien entendu, l'utilisation de fil émaillé des classes 155 °C ou 180 °C associé aux isolants appropriés permettent d'augmenter l'induction donc de réduire la section du circuit. Cependant l'augmentation des pertes correspondantes diminue le rendement du transformateur, ce qui est regrettable.

CALCUL DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN C

En réunissant deux circuits en C côte à côte, on a vu que l'on obtenait un circuit fermé équivalent à un EI. Pour un transformateur d'alimentation sur secteur 50 Hz, la tôle a une épaisseur de 0,30 mm et elle peut être utilisée à 1,7 T, pour 1,7 W/kg environ, sur des tores imprégnés et coupés (Valeur maximale garantie 1,8 à 2 W/kg). Toutes les indications utiles ont été données lors de l'étude de ces circuits (chap. VI, § 2-2).

La section du circuit magnétique, c'est-à-dire deux fois l'épaisseur du C, par la largeur de la bande métallique est donné par :

$$S = \sqrt{P}$$

Pour le calcul de la section du circuit magnétique des transformateurs pour l'aviation à 400 Hz, il faut tenir compte du rapport des fréquences (50/400 = 0,125) et n'employer que les circuits en tôle orientée double C de 0,1 mm d'épaisseur dont les pertes sont réduites (15 à 20 W/kg à 1,5 T pour 400 Hz).

C'est cette réduction de volume et de poids du circuit magnétique à 400 Hz qui justifie l'adoption de cette fréquence par l'aviation.

CALCUL DU NOMBRE DE SPIRES

Le nombre de spires par volt est fonction de la densité du flux magnétique dans le circuit. Il est donné par la formule :

$$N = \frac{10^4}{4{,}44 \,.\, f \,.\, B \,.\, S}$$

N nombre de spires par volt efficace.
f fréquence du secteur en hertz.
B induction en teslas.
S section réelle du fer en centimètres carrés.

pour 50 Hz, une induction de 1 T et une section de 10 cm², une spire donne à ses bornes 0,22 V, ou inversement il faut 4,44 spires par volt.

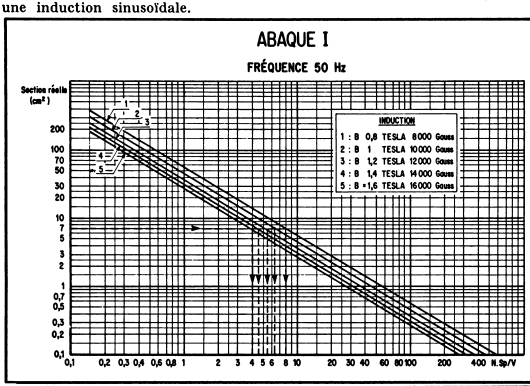
Connaissant la tension nominale de chacun des enroulements il est facile de calculer leur nombre de spires. Il faut majorer les chiffres trouvés pour tenir compte de la chute de tension dans les enroulements sous l'intensité nominale. Elle est fonction de la puissance, du type de transformateur et du mode de construction. Les chiffres diffèrent sensiblement selon les sources. En moyenne il faut compter :

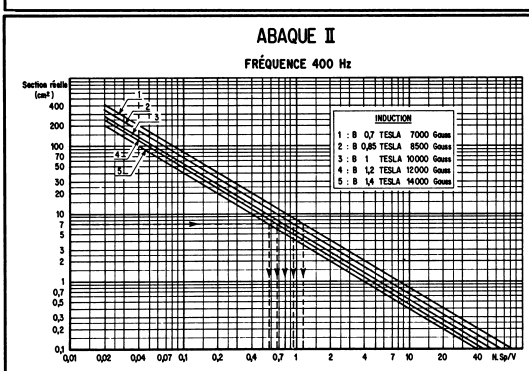
P (VA).	25	50	100	200	400	500	750	1 000
Chute de tension % . .	12	10	8	6	5	4,5	4	3,5

c'est-à-dire 10 % pour les petits transformateurs et 5 % pour les gros, en fabrication industrielle normale.

Les abaques I et II ci-après donnent le nombre de spires par volt pour des sections magnétiques comprises entre 0,1 et 100 cm², pour une induction comprise entre 0,8 et 1,6 T et pour 50 Hz (abaque I) pour une induction comprise entre 0,7 et 1,4 T et pour 400 Hz (abaque II).

Ces abaques peuvent être utilisées, aussi bien pour les circuits magnétiques en tôles découpées que pour les circuits en C. Ces abaques ne tiennent pas compte des pertes dans le fer et dans le cuivre et ne sont valables que pour une induction sinusoïdale.





CALCUL DE LA SECTION DU FIL DE CUIVRE

Elle est proportionnelle à l'intensité du courant et inversement proportionnelle à la densité de courant admise.

La densité de courant est différente s'il s'agit d'un transformateur professionnel assurant un service continu ou d'un transformateur grand public. Elle conditionne la valeur des pertes dans le cuivre, donc l'échauffement du transformateur. Pour la classe E (120 °C) on obtient les valeurs suivantes :

Puissance (VA)	Densité de courant (A/mm²) 50 ou 400 Hz	
	Grand public service intermittent	Professionnel Service continu
jusqu'à 50 VA	5	4
de 50 à 100 VA	4,5	3,5
de 100 à 500 VA . . .	4	3
de 500 à 1 000 VA . . .	3,5	2,5
de 1 000 à 10 000 VA . . .	3	2

Ces densités de courant sont des ordres de grandeur qui doivent être adaptés à chacun des cas particuliers.

Il faut maintenant vérifier si les enroulements tiennent bien dans la carcasse, c'est-à-dire dans la fenêtre des tôles. Le tableau ci-contre permet de trouver la surface occupée par le fil des différents enroulements, puis il faut multiplier cette surface par 3 à 4 pour tenir compte des isolants, des sorties et du foisonnement du bobinage. Le résultat trouvé est très approximatif. Il semble préférable de réaliser le transformateur et de vérifier s'il se monte correctement et si les valeurs de tension, d'intensité et d'échauffement sont bien correctes, avant de commencer la fabrication de série. S'il s'agit de fabriquer un transformateur à l'unité, il faut effectuer le calcul avec une marge de sécurité suffisante pour éviter un échec.

Nota : On relève de légères différences entre les valeurs « ohms par m » de ce tableau et de celles qui ont été données au paragraphe « fils émaillés », en effet la résistivité du cuivre industriel n'est pas toujours rigoureusement la même. Elle dépend du traitement électrolytique de purification.

C'est par des retouches successives qu'on arrive à obtenir le meilleur rendement pour le prix de revient le plus étudié.

CALCUL DES PERTES

Le rendement des transformateurs dépend de leur puissance, de leur mode de construction et des différents paramètres choisis (induction, densité de courant, type de tôles). C'est pourquoi les chiffres donnés sont très différents selon les sources.

Pour un transformateur industriel moyen, on obtient :

P (VA).	5	10	25	50	100	250	500	1 000
Rendement %	60	70	80	85	90	91	92	92,5

Caractéristiques des fils de cuivre émaillés pour transformateurs

Diam. fil mm	Section mm²	Spires par cm	Spires par cm²	Ohms par m	Mètres pour 1 ohm	Courant max. en ampères		
						2,0 A par mm²	2,5 A par mm²	3,0 A par mm²
0,05	0,002	125,0	15 500	9,500	0,112	0,004	0,005	0,006
0,06	0,003	113,0	13 450	6,310	0,161	0,005	0,007	0,008
0,07	0,004	100,0	10 000	4,560	0,219	0,007	0,010	0,011
0,08	0,005	86,0	7 200	3,500	0,286	0,010	0,013	0,015
0,09	0,006	78,0	6 150	2,760	0,362	0,012	0,016	0,019
0,10	0,008	72,0	5 200	2,220	0,452	0,016	0,020	0,023
0,11	0,009	67,0	4 560	1,840	0,543	0,020	0,024	0,028
0,12	0,011	61,0	3 740	1,550	0,645	0,022	0,029	0,035
0,15	0,018	50,0	2 500	0,990	1,010	0,035	0,046	0,052
0,18	0,025	42,0	1 765	0,675	1,460	0,055	0,066	0,080
0,20	0,032	38,0	1 400	0,657	1,795	0,063	0,081	0,095
0,22	0,038	35,7	1 225	0,460	2,174	0,075	0,099	0,115
0,25	0,049	31,0	960	0,357	2,801	0,096	0,125	0,150
0,28	0,062	28,5	790	0,285	3,509	0,125	0,160	0,180
0,30	0,071	26,0	670	0,248	4,032	0,140	0,175	0,210
0,32	0,080	24,5	600	0,218	4,587	0,160	0,198	0,240
0,35	0,096	23,0	530	0,182	5,495	0,195	0,250	0,290
0,38	0,113	21,7	475	0,154	6,494	0,225	0,285	0,340
0,40	0,126	20,0	400	0,139	7,199	0,250	0,310	0,380
0,45	0,159	18,5	350	0,110	9,091	0,320	0,400	0,480
0,50	0,196	16,7	275	0,089	11,173	0,390	0,500	0,590
0,55	0,238	15,4	240	0,074	13,550	0,475	0,600	0,720
0,60	0,283	14,3	205	0,062	16,181	0,566	0,700	0,850
0,65	0,332	13,3	160	0,053	18,904	0,660	0,830	1,000
0,70	0,385	12,3	155	0,046	21,978	0,775	1,000	1,150
0,75	0,442	11,6	135	0,040	25,189	0,885	1,110	1,330
0,80	0,503	10,9	118	0,035	28,736	1,000	1,250	1,500
0,85	0,567	10,3	105	0,031	32,363	1,130	1,410	1,700
0,90	0,636	9,7	96	0,028	36,364	1,270	1,600	1,920
0,95	0,709	9,3	86	0,025	40,323	1,420	1,750	2,130
1,00	0,785	8,5	72	0,022	44,843	1,570	1,960	2,360
1,20	1,131	7,5	56	0,016	64,516	2,250	2,850	3,400
1,40	1,539	6,5	43	0,011	87,719	3,080	3,850	4,620
1,50	1,767	6,0	36	0,010	100,806	3,530	4,400	5,280
1,80	2,545	5,4	29	0,007	144,928	5,000	6,350	7,650
2,00	3,142	4,9	23	0,006	178,571	6,280	7,860	9,400
2,50	4,909	3,9	15	0,004	277,778	9,850	10,300	14,700
3,00	7,069	3,3	10	0,003	400,000	14,400	17,700	21,200
4,00	12,566	2,6	6	0,001	714,422	25,400	31,500	37,700

On voit que le rendement est faible pour les petits transformateurs, à cause de la finesse du fil utilisé et de la densité de courant adoptée. A partir de 100 VA le rendement ne progresse que très peu.

Pour un rendement de 90%, les pertes dans le fer et les pertes dans le cuivre sont égales, soit 5% pour chacune des causes.

Entre 500 et 1000 VA les pertes dans le fer sont toujours voisines de 5%, ce sont les pertes dans le cuivre qui diminuent le plus (vers 3%).

Connaissant le volume réel du circuit magnétique, sa densité, la qualité de tôle choisie et l'induction, on trouve les pertes dans le fer. Il est du reste plus rapide de peser le circuit magnétique que d'effectuer le calcul. Les pertes dans le fer sont :

$$Wf = K \cdot P \cdot B^2 \cdot f/50$$

K pertes des tôles en W/kg à 50 Hz et 1 T.
P poids du fer (densité environ 7,5).

B induction en teslas.
f fréquence en hertz.

Les pertes dans le cuivre sont dues à l'effet Joule :

$$W_c = RI^2$$

Le tableau permet de trouver la résistance de chacun des enroulements, d'où les pertes par effet Joule. Il suffit d'additionner ces pertes pour obtenir le W_c total du transformateur.

— L'échauffement du transformateur entraîne une augmentation de la résistance par rapport à celle mesurée à froid, car le coefficient de température du cuivre est positif. Si la mesure a été faite à froid, il faut majorer les pertes totales de 20 %. (§ fig. 6.35).

CAS PARTICULIER DES TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION A RÉGIME VARIABLE (classe B)

Dans tous les appareils où l'intensité varie constamment, il faut s'efforcer de rendre la tension redressée la plus régulière possible. On utilise des diodes à faible résistance interne et un circuit de filtre adapté. Mais il faut que la résistance de l'enroulement haute tension soit la plus faible possible.

Le calcul de l'enroulement est effectué pour la puissance maximale et non pour la puissance moyenne. On adopte une densité de courant faible (2,5 A/mm²), donc un fil de cuivre de section supérieure. La tôle utilisée est de très bonne qualité et l'induction choisie est peu élevée (0,9 T).

EXEMPLE DE CALCUL DE TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Reprenons l'exemple proposé au début de ce paragraphe : calcul d'un transformateur pour téléviseur transistorisé.

Primaire : 220 V-50 Hz.
Secondaires : 50 V — 2A
6,3 — 0,3A.

Induction = 1,2 T, tôles 1,6 W/kg à 1 T. On procède de la façon suivante :

— Puissance apparente secondaire : (50 × 2) + (6,3 × 0,3) = 101,9 VA.

— Facteur de puissance 80 % : 127,5 W.

— Section du circuit magnétique : $S = \sqrt{P} = \sqrt{127,5} = 11,29$ cm², correctif : tôle 1,6 W/kg à 1T = 2,5 W/kg à 1,2 T (fig. 6-18), rapport : 1,56 soit 17,64 cm²,
foisonnement 10 % : soit 19,40 cm²,
côté de la partie centrale de la tôle : $\sqrt{19,4} = 4,4$ cm.

— Choix tôle en EI : valeur de a : 4,4 : 2 = 2,2 cm, sur les catalogues on trouve a : 22,5 mm, soit tôle : 135 × 112,5 mm.

— Nombre de spires :

Spires par volt : $\dfrac{10^4}{4,44.50.1,2.17,64} = 2,13$ sp/V,

Chute de tension 8 % : 2,3 sp/V,
Secondaires : 50 × 2,3 = 115 spires,
6,3 × 2,3 = 15 spires,

Primaire : $220 \times 2{,}3 = 506$ spires.

— Section du fil : densité de courant : 4A/mm².

Secondaires : 2 A = 0,5 mm², fil de ⌀ = 0,80 mm
0,3 A = 0,075 mm², fil de ⌀ = 0,30 mm

Primaire : rendement 90 % soit = 142 W

intensité : $I = \frac{W}{V} = \frac{142}{220} = 0{,}645$ A

section : 0,161 mm², fil de ⌀ = 0,45 mm.

Le diamètre des fils est obtenu au moyen du tableau (p. 307) en cherchant la valeur la plus proche de la section calculée.

Ce mode de calcul est très large, des tolérances par excès ont été prises à tous les stades. En particulier, l'augmentation de la section du circuit magnétique en fonction du rapport des pertes entre 1,2 T et 1 T donne un transformateur dont l'échauffement, par les pertes dans le fer, est identique pour les deux inductions. Si on ne prend que le rapport de l'augmentation de l'induction : 1 T à 1,2 T le correctif est seulement de 20 %, au lieu de 56 % et le circuit magnétique est réduit d'autant. Cependant il s'échauffe beaucoup plus et on risque de dépasser les limites de la norme.

6.2. La réalisation des transformateurs d'alimentation

LES TRANSFORMATEURS PROFESSIONNELS

Il en existe une grande variété sur les catalogues. Ils sont généralement montés en cuve étanche en acier soudé. Les sorties se font au travers de perles de verre ou de stéatite jusqu'à 1 000 V et par des colonnettes de céramique au-dessus.

Entre le primaire et le ou les secondaires on intercale une feuille de cuivre reliée à la masse formant un écran électrostatique; il élimine une partie des parasites véhiculés par le secteur. Il faut prendre des précautions afin que les extrémités de l'écran ne soient pas en contact, car une spire en court-circuit devient le siège d'un courant très intense qui provoque l'incendie du transformateur.

Ce sont, le plus souvent, des tôles orientées qui sont adoptées. Si le rayonnement doit être très réduit on préfère, à ce moment, les circuits en C.

Ces transformateurs sont imprégnés sous vide et la cuve est remplie par le produit d'imprégnation liquide ou solide.

Outre les transformateurs d'alimentation, il existe sous la même présentation des transformateurs d'isolement à primaire et secondaire égaux.

La gamme des transformateurs industriels sort du cadre de cette étude.

LES TRANSFORMATEURS POUR MATÉRIEL GRAND PUBLIC

Les modèles de faible puissance sont montés sur des circuits en EI ou en MI maintenus par un étrier. Les sorties sont fixées sur les bords de la carcasse en nylon; elles sont espacées au pas standard pour l'insertion dans les circuits imprimés.

Les modèles de puissance moyenne sont montés sur des tôles cuirassées avec un capot. Ils sont prévus pour être fixés sur le châssis de l'appareil.

Quelques modèles sont blindés afin d'éviter leur rayonnement. Les sorties sont constituées par des cosses.

Les circuits magnétiques sont, le plus souvent, réalisés avec des tôles ordinaires. Les bobinages sont imprégnés à cœur au moyen d'un vernis.

Lorsqu'il s'agit de construire des transformateurs économiques à primaire bi-tension, on bobine deux enroulements égaux pour 115 V en fil fin. En série ils s'adaptent aux secteurs 220 V, la section du fil est prévue pour cette intensité. En parallèle les deux enroulements peuvent être branchés sur les secteurs 127 V, ainsi la densité de courant dans les fils est inchangée. Les quatre sorties sont accessibles et un distributeur spécial assure la commutation (fig. 6-39).

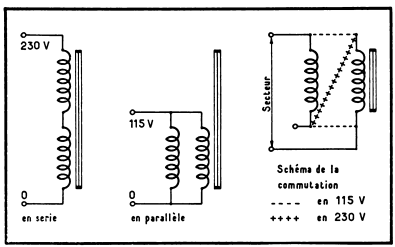


Fig. 6-39. — Transformateur d'alimentation à deux primaires égaux branchés en série ou en parallèle.

6.3. Les transformateurs potentiométriques ou transformateurs variables ou alternostats

Ce sont des autotransformateurs variables qu'il ne faut pas confondre avec un potentiomètre; en effet, un autotransformateur ne fonctionne que sur courant alternatif, tandis que les potentiomètres sont utilisables en continu et en alternatif.

Le circuit magnétique est constitué par un ruban de mumétal ou de tôles à très faibles pertes, bobiné en spirale constituant un tore à section rectangulaire à haute perméabilité.

Le bobinage est en cuivre émaillé sur un mandrin nervuré fixé par une pièce isolante. Les spires sont bien maintenues par la nervure du mandrin et sont régulièrement espacées. On compte 3 spires par degré, soit 1050 spires pour 350°.

Le fil est dénudé sur la partie supérieure du mandrin formant une piste circulaire.

L'axe de commande monté sur roulement à billes supporte le bras équilibré statiquement. Le curseur est un galet cylindrique en carbone. Il roule sur la piste dénudée.

La figure 6-40 donne quelques schémas électriques d'alternostats pour monophasé et pour triphasé. Lorsque la puissance augmente, on place deux ou trois éléments en parallèle; les curseurs sont commandés par le même axe. Cependant malgré toute la précision déployées lors de la fabrication des tores et des enroulements, ainsi que le calage correct des curseurs, on observe de légères différences entre les éléments reliés en parallèle. C'est pourquoi il est prévu sur les schémas une inductance d'équilibre pour deux éléments en parallèle et deux inductances pour trois éléments.

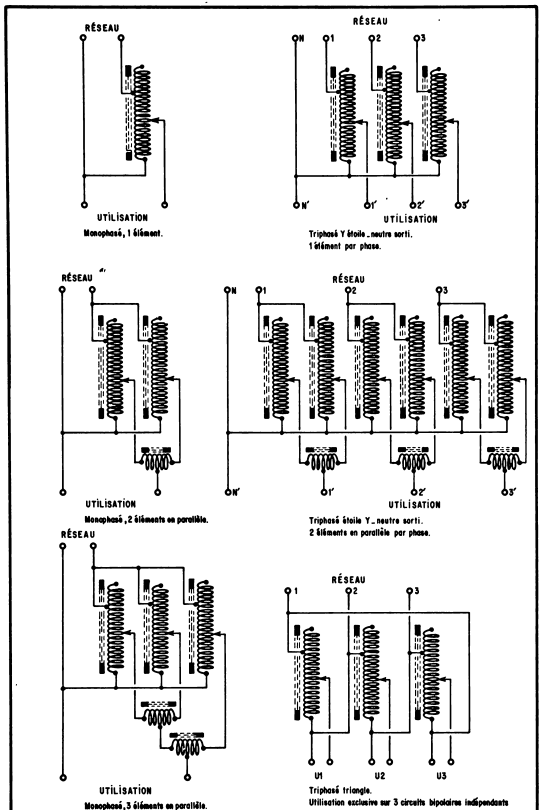


Fig. 6-40. — Quelques schémas électriques d'alternostats ou transformateurs potentiomètres.

Les alternostats de grande puissance peuvent être commandés par un moteur équipé d'un réducteur. Généralement les moto-réducteurs sont du type synchrone à double sens de marche, démarrage par condensateur; le temps de démarrage, d'arrêt et d'inversion est compris entre 10 et 100 ms. Les 330° d'angle utile sont parcourus en une minute environ. Ce dispositif permet la commande à distance. On peut également le compléter pour obtenir un stabilisateur automatique de tension. Les variations de tension aux bornes de l'utilisation sont détectées électroniquement et commandent la mise en route du moteur dans un sens ou dans l'autre pour rétablir la tension prévue, avec une tolérance de ± 2 % et un temps de correction de 50 ms/V sous 220 V et de 30 ms/V sous 380 V.

On voit sur les schémas qu'un alternostat fonctionne aussi bien en abaisseur de tension qu'en élévateur puisque l'entrée du réseau est effectuée sur une prise de bobinage et non pas à son extrémité. Cette disposition permet d'essayer un prototype, à la tension nominale, en sous-tension et en surtension, malgré les variations du secteur.

Les alternostats pour secteur 220 V peuvent être réglés entre 0 et 260 V.

En monophasé, les modèles à un élément sont fabriqués pour des intensités comprises entre 1 A et 30 A. Avec deux éléments en parallèle on atteint 50 A et avec trois éléments 200 A. Il existe des modèles spéciaux avec huit éléments en parallèle qui admettent 300 A.

En triphasé, on relève des modèles : Triangle 220 V, jusqu'à 110 A; Triangle 380 V, jusqu'à 45 A; Étoile 220/127 V, jusqu'à 100 A, et Étoile 380/220 V jusqu'à 120 A.

Les modèles 380 V sont réglables entre 0 et 400 V.

Ces appareils admettent les surcharges suivantes : 100 % pendant 15 mn, 50 % pendant 1 h, 25 % pendant 2 h, dans une ambiance à 20 °C.

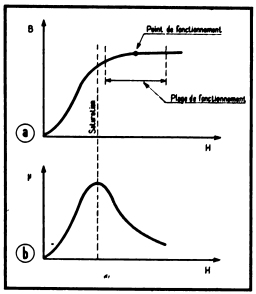
6.4. Les régulateurs de tension à fer saturé

Le principe de la ferro-résonance

Dans un transformateur à circuit magnétique non saturé la tension de sortie (U_s) est proportionnelle à la tension d'entrée (U_e), courbe *Oa* de la figure 6-41 c. L'induction B progresse également sensiblement d'une façon linéaire en fonction du champ H, courbe *a* (fig. 6-41). La perméabilité est maximale lorsque le champ M provoque la saturation du circuit magnétique; puis elle décroît très rapidement, si le champ continue à augmenter, courbe *b* (fig. 6-41). En choisissant la plage de fonctionnement sur une portion de courbe presque linéaire, après la saturation, on obtient une certaine compensation. Si la tension du secteur augmente, le champ H progresse, la perméabilité diminue et l'induction B augmente très peu.

Grâce aux shunts magnétiques et à la résonance du secondaire on améliore cette régulation. Soit, par exemple, un circuit magnétique (fig. 6-42) constitué par des tôles à trois « jambes » inégales. La première large (*a*) porte l'enroulement primaire; la seconde (*b*) sert de shunt magnétique réglable à l'aide d'un entrefer; la troisième (*c*) étroite reçoit le secondaire.

Lorsqu'une tension alternative est appliquée au primaire, le courant résultant induit un champ magnétique. La réluctance de l'entrefer (*b*) permet de canaliser, vers *c*, une quantité bien déterminée du flux magnétique. L'augmentation de la tension primaire U_e provoque un accroissement du courant, du champ et de la force magnétomotrice. Le flux dans *b* et *c* suit cette augmentation. La « jambe » *c* dont la section est plus faible arrive à saturation. La



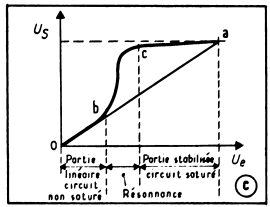


Fig. 6-41. — Régulation à ferro-résonance. a) Induction en fonction du champ magnétique et saturation; b) perméabilité en fonction du champ magnétique; c) courbe type, $U_s = f(U_e)$ montrant l'effet de la ferro-résonance.

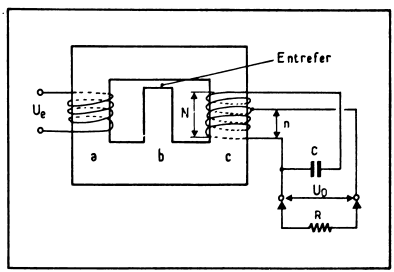


Fig. 6-42. — Principe d'un transformateur à ferro-résonance.

perméabilité du circuit diminue, ainsi que la self-induction du secondaire. A ses bornes, un condensateur C est branché. La résonnance se produit lorsque $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ en négligeant la résistance de la bobine. La fréquence est fixe (50 Hz), il faut donc adapter L à C et c'est pourquoi le secondaire comporte davantage de spires qu'il n'en faut pour obtenir la tension U_s désirée. Ce circuit est chargé par la résistance R de l'utilisation. A la résonance, il présente une surtension Q. Son impédance caractéristique à vide est $Z = Q\,\omega\,L$. Si $R \ll Z$, on peut considérer qu'en charge : $Q\,\omega\,L \simeq R$. Dans ce cas, ωL restant inchangé, la surtension Q baisse dans le rapport $\frac{Z}{R}$. Lorsque R est branché à travers une prise à n spires, le nombre total étant N, on obtient : $Q\,\omega\,L = R(N/n)^2$. Comme ω et R sont fixés par la fréquence du secteur, et par la puissance du régulateur à construire, L est déterminé par la valeur de C; il n'y a donc que le rapport N/n qui puisse être ajusté pour obtenir la

résonance pour un champ déterminé. En définitive, le circuit présente la courbe *o b c a* de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée (fig. 6-41c). La régulation utilisable s'étend de *c* à *a*. L'importance du « saut » de *b* à *c* provoqué par la résonance est fixée par la valeur de $Q = \frac{\omega L}{R}$.

L'inductance L du secondaire doit être, au départ, telle que $\omega L \gg \frac{1}{\omega C}$ pour donner par la saturation $\omega L_s = \frac{1}{\omega C}$.

Le noyau magnétique est plus important que dans un transformateur ordinaire, on le sur-dimensionne de 3 à 4 fois et on utilise des tôles orientées à faibles pertes.

Étant donné l'état de saturation du circuit dans la plage de régulation, la tension de sortie comporte un pourcentage élevé d'harmoniques impairs. Les réalisations industrielles comportent un enroulement de compensation, pour réduire à moins de 3 % le taux des harmoniques.

LE FONCTIONNEMENT DU RÉGUVOLT MCB

Son schéma électrique est donné sur la figure 6-43 et les détails de réalisation sur la figure 6-44.

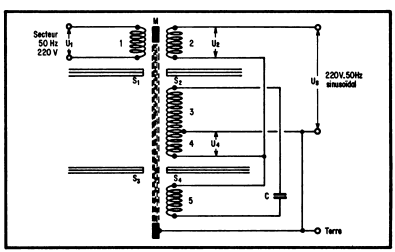


Fig. 6-43. — Schéma de principe du régulateur à fer saturé sinusoïdal *MCB-véritable Alter.*

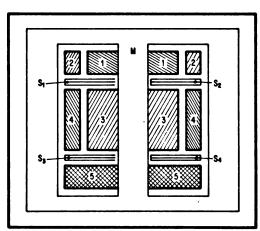


Fig. 6-44. —Réalisation du circuit magnétique, des shunts et des bobinages du Réguvolt *MCB-véritable Alter.*

Lorsque l'on applique une tension alternative croissante U1 aux bornes de l'enroulement primaire (1) une tension proportionnelle à U1 est induite dans les enroulements (3) et (4). En effet, pour de faibles valeurs de l'induction primaire, l'effet des shunts magnétiques S1 et S2 ne se manifeste pas encore de façon sensible car leur reluctance est considérablement plus élevée que celle du noyau central.

Si l'on continue à faire croître la tension primaire, l'augmentation de l'induction magnétique a pour corollaire un abaissement de la réactance des enroulements (3) et (4). Au moment où la somme de leurs réactances devient égale à celle de la capacité (C) le circuit entre en résonance et la tension aux bornes de (3) et (4) augmente brusquement. La réluctance du noyau central sur lequel ces enroulements sont bobinés augmente du fait de la saturation et un flux plus important est dérivé par les shunts S1 et S2.

L'induction secondaire et la tension U4 qui en dérive, s'établissent à une valeur sensiblement constante, indépendante de l'induction primaire.

La tension d'utilisation U_S est la somme de cette tension U4 et d'une tension U2 en opposition de phase avec U4, délivrée par l'enroulement de compensation (2) pour en améliorer la stabilité.

Ainsi les variations de tension primaire sont sans effet sur la stabilité de la tension secondaire.

Neutralisation des harmoniques

Le fonctionnement à une induction voisine de la saturation fait apparaître aux bornes du circuit résonnant des harmoniques de rang impair; pour les neutraliser un enroulement (5) a été disposé sur la troisième partie du circuit magnétique.

Cet enroulement est traversé par une fraction importante du flux principal, dont une partie est délivrée par les shunts S3 et S4. La tension induite aux bornes comporte donc un taux important d'harmoniques; mais par suite du couplage en opposition de phase avec l'enroulement S3 leurs effets s'opposent et la tension d'utilisation présente un taux d'harmoniques inférieur à 3 %.

Atténuation signaux parasites et transitoires

Dans un transformateur classique les signaux parasites ou transitoires peuvent être transmis du primaire au secondaire par couplage capacitif, ou par induction mutuelle.

Habituellement les enroulements sont bobinés l'un au-dessus de l'autre. Ce type de construction amène une induction mutuelle importante et une capacité parasite non négligeable entre les circuits primaire et secondaire.

Si l'adjonction d'un écran électrostatique entre les enroulements précités permet de réduire cette capacité, il existe peu de moyens de diminuer l'influence mutuelle d'un enroulement sur l'autre.

Dans le réguvolt, les bobinages primaires et secondaires sont séparés par un shunt magnétique; l'induction mutuelle et la capacité parasite s'en trouvent considérablement réduites.

L'existence de shunts et la saturation du noyau secondaire affaiblissent encore le niveau sortie des parasites par l'induction mutuelle.

Un écran électrostatique interposé entre l'enroulement primaire et celui de compensation empêche la transmission par capacité des signaux parasites à ce niveau.

LES CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES RÉGULATEURS

Ce type de stabilisateur automatique de tension admet, à fréquence constante, une plage de variation de la tension du secteur de ±15 %. La tension de sortie ne varie pas plus de ±1 % et pour de très larges modifications de la charge.

Stabilisation en fonction de la charge

La figure 6-45 donne la variation de la tension de sortie en fonction de la tension du secteur, à vide, à la moitié de la charge et à pleine charge pour un facteur de puissance voisin de 1. Les variations sont voisines de ±1 %.

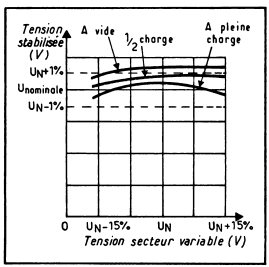


Fig. 6-45. — Stabilisation en fonction de la charge.

Limitation en fonction de la surcharge

C'est une propriété intéressante de ce type de circuit. En effet l'accroissement des pertes par surcharge provoque l'arrêt de la résonance et la chute rapide de la tension de sortie pour 1,2 à 1,3 fois l'intensité nominale. En cas de court-circuit du secondaire, la puissance absorbée au secteur chute à une très faible valeur (fig. 6-46).

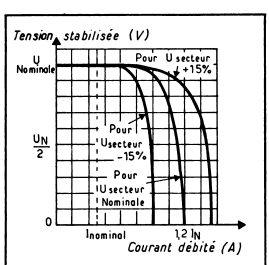


Fig. 6-46. — Limitation en fonction de la surcharge.

Stabilisation en fonction du facteur de puissance de la charge

Ces appareils sont en général prévus pour des charges résistives. La figure 6-47 donne la variation de la tension de sortie en fonction du facteur de puissance et de la charge.

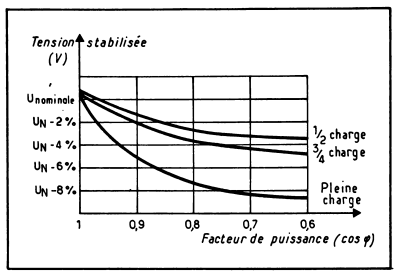


Fig. 6-47. — Stabilisation en fonction du facteur de puissance de la charge.

Stabilisation en fonction de la fréquence

Ce type de régulateur est très sensible à une variation de la fréquence. En effet son fonctionnement dépend de la ferro-résonance par un circuit L C. La variation est donnée par la formule

$$\Delta U_s\ (\%) = 1{,}6\ \Delta f\ (\%)$$

La figure 6-48 donne les courbes pour $\Delta f \pm 20$ % et pour ΔU_s de ± 15 %.

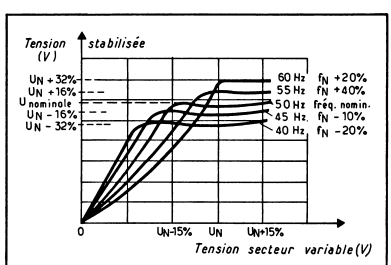


Fig. 6-48. — Stabilisation en fonction de la fréquence.

Distorsion harmonique

Sans bobine de compensation : harmonique 3 : 14 %, harmonique 5 : 4 %, harmonique 7 : 1 % environ.

Avec bobine de compensation : harmonique 3 : 2 % harmonique 5 : 0,5 %, harmonique 7 : 0,5 % environ.

Par contre, le système ferro-résonnant constitue un filtre très efficace pour l'élimination des harmoniques apportés par le secteur.

Constante de temps

Pour des fluctuations transitoires très brèves de la charge, le stabilisateur réagit avec une constante de temps de l'ordre de 1,5 à 2 Hz, soit 30 à 40 ms.

A signaler la suppression des microcoupures du secteur grâce à l'énergie emmagasinée dans le condensateur. Ce point est important pour l'alimentation des ordinateurs.

LES DIFFÉRENTS MODÈLES CATALOGUÉS

• **Régulateurs monophasés sinusoïdaux 50 Hz :** 110 V entre 15 VA et 6 000 VA ; 220 V entre 15 VA et 10 k VA.

• **Régulateurs triphasés sinusoïdaux 50 Hz :** ils comprennent trois régulateurs monophasés à secondaires couplés en étoile, suivis d'un auto-transformateur d'équilibrage des phases : 220 V-380 V entre 750 VA et 9 kVA.

• **Régulateurs monophasés sinusoïdaux pour onduleurs 50 Hz :** les ensembles onduleurs sont alimentés par une batterie de 24 V ou de 48 V continus, ils fournissent une onde rectangulaire à 50 Hz-220 V. Ces régulateurs remettent en forme sinusoïdale cette onde rectangulaire. Puissance : entre 120 VA et 2,5 kVA. Il existe des modèles spéciaux pour 400 Hz destinés à l'aviation.

• **Régulateurs monophasés non sinusoïdaux 50 Hz :** ce sont des modèles économiques simplifiés. L'enroulement (5) et les shunts (S3-S4) sont supprimés. Le taux des harmoniques en sortie est compris entre 15 et 25 %, au lieu de 3 % dans les modèles sinusoïdaux. Modèles 110 V ou 220 V entre 30 VA et 500 VA.

6.5. L'alimentation à découpage

L'étude complète du schéma d'une alimentation à découpage sort du cadre de cet ouvrage, car elle est basée sur le fonctionnement de transistors et de circuits intégrés spéciaux. Son application à la télévision en couleur est traitée dans le « *Cours élémentaire de Télévision moderne 3e édition* » mêmes éditeurs et auteurs. Cependant cette alimentation comporte un certain nombre de composants bobinés qu'il est utile de citer.

Le principe

Dans une alimentation stabilisée classique le transistor série est parcouru en permenence par l'intensité totale, il s'échauffe, source de pertes qui s'ajoutent à celles du transformateur et des diodes de redressement.

Dans une alimentation à découpage ce transistor est commandé comme un interrupteur rapide (> 10 kHz) par un circuit intégré. La largeur des impulsions est déterminée par l'énergie nécessaire à l'utilisation.

Ce circuit assure une régulation de la tension d'alimentation et une limitation du courant en cas de surcharge. Ces impulsions rectangulaires sont ensuite redressées et filtrées pour fournir la tension désirée.

Malgré la complication du schéma par rapport à une alimentation classique, ce circuit à découpage présente de nombreux avantages : faible masse des transformateurs par suite de la fréquence élevée de la commutation, très bonne régulation, haut rendement, proche de 90 %, supérieur à celui d'une alimentation classique.

Un exemple de schéma

La figure 6-49 donne le schéma d'une alimentation à découpage à liaison directe avec le secteur tout en assurant l'isolement du châssis de l'appareil et utilisant les composants bobinés mis au point par *R.T.C.*

Le secteur 220 V est relié à un filtre d'entrée L1-C; en effet ce découpage de la tension redressée, induit des harmoniques de rang élevé et des partiels dans les conducteurs. C'est une source de parasites qu'il faut éliminer par ce filtre. Les enroulements de 115 µH pour un courant de 1 A sont montés dans un pot de ferrite.

Le secteur 220 V est ensuite redressé par un pont de diodes et filtré sommairement par un condensateur. La tension continue d'environ 270 V est appliquée au collecteur du transistor de découpage.

Le circuit de commande et de régulation doit être alimenté séparément. Le transformateur T_1 reçoit au primaire le secteur 220 V et fournit au secondaire 2 X 17,3 V sous 3,22 W, puissance apparente primaire 6,5 VA. C'est donc, un petit transformateur classique pour 50 Hz monté sur un circuit magnétique à tôles orientées à faibles pertes : dimensions hors tout : 43 × 41 × 39 mm. Il se fixe directement sur le circuit imprimé de l'appareil. La tension secondaire est redressée par deux diodes; elle est ensuite stabilisée pour alimenter le circuit intégré et le transistor d'attaque.

Le transformateur de commande L_2 est monté sur deux noyaux en ferrite et parfaitement isolé; inductances primaire et secondaire 25 mH, courant maximal 2 A. Ce transformateur commande la saturation et le blocage du transistor de découpage.

Le transformateur de courant L_3 est relié au circuit intégré, il contrôle le courant fournit à l'appareil et le limite en cas de surcharge. Les enroulements sont bobinés sur deux noyaux de ferrite; inductance secondaire 700 mH, rapport de transformation 1/800.

Le transformateur d'alimentation T_2 reçoit au primaire les signaux rectangulaires venant du transistor de découpage. Le ou les secondaires sont établis en fonction des tensions nécessaires pour l'alimentation de l'appareil. Elles sont redressées par une ou deux diodes et filtrées par la ou les inductances L4 et les condensateurs électrolytiques d'accompagnement.

La figure 6-49 montre clairement la partie du schéma reliée au secteur et non à la masse du châssis. Il faut donc que les transformateurs soient parfaitement isolés entre primaire et secondaire. Chaque enroulement est bobiné sur une carcasse auto extinguible séparée. Les deux carcasses sont montées concentriquement. Ces composants répondent aux normes de sécurité NFC 92 130 pour appareils de la classe II, c'est-à-dire à double isolement.

Les bobines d'antiparasitage secteur et le transformateur d'alimentation des circuits de commande T_1 sont les seuls à fonctionner sous 50 Hz. Tous les autres bobinages L_2, L_3, T_2 et L_4 sont soumis à des signaux rectangulaires de fréquence fondamentale supérieure à 10 kHz et à leurs nombreux harmoniques; c'est pourquoi ils sont montés sur ferrite. La fabrication de ces bobinages est délicate, il faut, en effet, éliminer les bruits dus aux vibrations, ainsi que les rayonnements parasites. De plus, ils doivent présenter une sécurité et une fiabilité sans défauts.

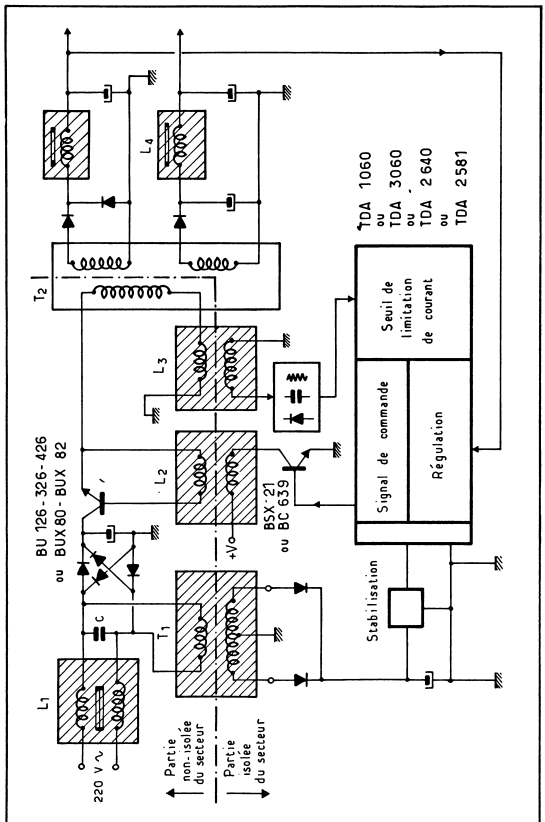


Fig. 6-49. — Principe d'une alimentation à découpage reliée directement au réseau, avec les composants bobinés nécessaires (*R.T.C.*).

7. L'INDUCTANCE DE FILTRE

Cette bobine à fer est constituée par un enroulement de fil émaillé sur un circuit magnétique en EI. La technologie de fabrication est la même que celle des transformateurs d'alimentation.

Une inductance de filtre associée à un ou à deux condensateurs de forte valeur constitue une cellule passe-bas offrant une très faible résistance au courant continu et une impédance élevée au courant alternatif. En effet la tension redressée par la ou les diodes n'est pas parfaitement continue; elle est formée d'une tension continue et d'une tension alternative superposée, de fréquence 50 Hz en redressement mono-alternance ou de 100 Hz s'il s'agit du redressement des deux alternances.

La présence d'un courant continu dans un enroulement placé sur un circuit magnétique provoque sa magnétisation jusqu'à la saturation. A ce moment, la perméabilité du circuit diminue dans de grandes proportions, entraînant la diminution du coefficient de self-induction. Pour remédier à cet inconvénient et redonner à l'inductance la valeur nécessaire au filtrage, il faut augmenter la réluctance du circuit magnétique. Un circuit magnétique fermé bien construit a une très faible réluctance, c'est-à-dire qu'il offre une très faible résistance au flux magnétique. Pour augmenter sa réluctance, il faut prévoir un entrefer dans le circuit; sa perméabilité initiale est fortement diminuée, mais comme la saturation est évitée, la perméabilité résultante en fonctionnement conserve une valeur qui permet d'avoir un coefficient de self-induction suffisant.

C'est pourquoi l'indication du coefficient de self-induction sans courant continu superposé, donné dans certains catalogues, n'a aucune valeur. Le seul renseignement utile est la valeur du coefficient de self-induction avec un courant continu superposé correspondant au fonctionnement réel du filtre.

L'inductance d'une bobine avec circuit magnétique à entrefer est donnée par la formule générale suivante :

$$L = \frac{1{,}25 \cdot N^2}{\dfrac{l}{\mu s} + \dfrac{e}{s}} 10^{-8}$$

L en henrys.
N nombre de spires.
μ perméabilité (environ 2500).
l longueur de la ligne de force en centimètres.
s section utile du noyau en centimètres carrés.
e épaisseur de l'entrefer en centimètres.

Cette formule est difficile à utiliser, car on ne connaît pas la perméabilité réelle en fonctionnement. Heureusement, la valeur de L n'est pas critique.

On peut adopter la méthode simplifiée suivante.

Le choix de la section du circuit magnétique est déterminé arbitrairement par une valeur LI^2, produit du coefficient de self-induction par le carré du courant continu superposé (L en henrys, I en ampères).

La figure 6-50 donne la section brute du circuit magnétique d'une inductance de filtre en fonction de LI^2.

Les circuits magnétiques choisis sont en EI (découpage américain). On a ainsi une surabondance de fer qui est fort utile afin que le champ magnétique

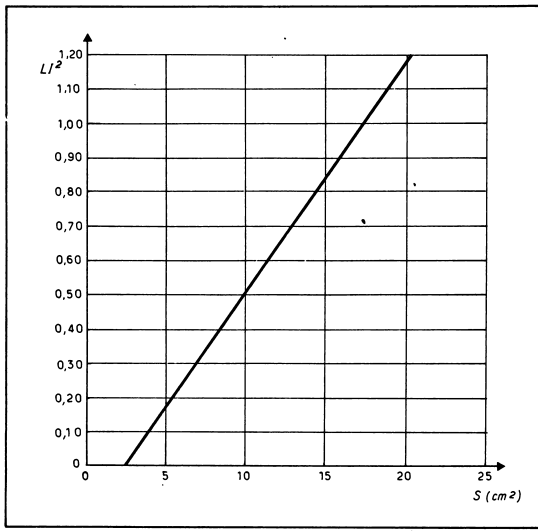


Fig. 6-50. — Section du circuit magnétique d'une inductance de filtre en fonction de LI².

(At/cm) ne soit pas trop élevé. De plus l'entrefer est très facile à réaliser. Les tôles sont montées du même sens, et entre les E et les I on intercale une feuille de papier ou de carton bakélisé d'épaisseur convenable.

Le champ magnétique est : $\text{At/cm} = \frac{NI}{l}$

N nombre de spires.
I courant continu traversant la bobine en ampères.
l longueur moyenne du circuit magnétique (fig. 6-51).

On choisit les tôles de façon à avoir entre 10 et 30 At/cm.

Pour déterminer la section du fil, on adopte une densité de courant faible : 2 à 2,5 A/mm² pour les bobines dont le produit LI^2 est inférieur à 0,2 et 1,5 à 2 At/mm² pour les bobines plus grosses. Il se peut cependant qu'une valeur de chute de tension soit imposée et conduise à prendre un fil de section encore supérieure.

Les tôles et le fil étant choisis, on bobine sur la carcasse correspondante le plus grand nombre de tours possible. Le bobinage est exécuté à spires jointives avec interposition d'une feuille de papier de 0,03 mm entre chaque couche.

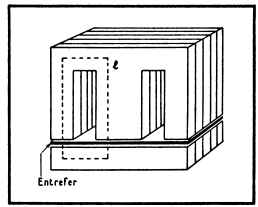


Fig. 6-51. — Circuit magnétique en EI avec entrefer pour inductance de filtre.

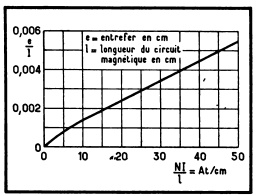


Fig. 6-52. — *(Ci-contre)*. Épaisseur de l'entrefer en fonction du champ magnétique dans le circuit. (D'après Marthe Douriau).

Connaissant le nombre de tours, on peut vérifier la valeur du champ magnétique. Il reste à déterminer l'épaisseur de l'entrefer. La courbe de la figure 6-52 donne cette épaisseur en fonction du champ magnétique (At/cm). La valeur indiquée est le rapport ε/l. Il suffit de multiplier le chiffre trouvé par l pour avoir la hauteur totale de l'entrefer. La feuille de papier doit avoir pour épaisseur la moitié de cette valeur, car on crée en réalité deux entrefers dans le circuit magnétique (ligne l de la fig. 6-51).

Il reste à calculer la valeur du coefficient de self-induction de la bobine. La formule générale n'étant pas pratique, M. Douriau a établi une formule empirique dont la précision est suffisante. Elle est valable pour les circuits en tôle 1,6 W/kg, avec un rapport de champ alternatif sur champ continu de 1/10.

$$L = \frac{K s N^2}{l \cdot 10^6}$$

L en henrys.
K donné par la courbe de la figure 6-53.
s section utile du noyau en centimètres carrés.
l longueur moyenne du circuit en centimètres.

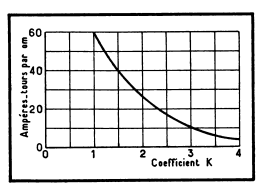


Fig. 6-53. — Détermination du coefficient K permettant de calculer la valeur de L en fonction du champ magnétique dans le circuit. (D'après Marthe Douriau)

Les bobines de filtre sont utilisées dans les circuits parcourus par un courant continu élevé. Dans les circuits à courant continu de faible intensité on préfère les filtres à résistance capacité, plus économiques.

En effet, l'efficacité du filtre est caractérisée par sa réactance $L\omega$, car la résistance, très faible, peut être négligée.

On obtient le même résultat en remplaçant la bobine par une résistance dont la valeur est égale à $L\omega$. Mais à ce moment la chute de tension continue est beaucoup plus importante. Si l'intensité dans le circuit est faible, cette chute de tension reste acceptable. Si au contraire l'intensité est importante, elle devient inacceptable.

Les différents modèles

Les bobines de filtre sont fabriquées de la même façon que les transformateurs d'alimentation. Les tôles généralement découpées en EI sont à faibles pertes : 1,6 W/kg pour les modèles classiques et à grains orientés pour les modèles professionnels. Le fil émaillé de la classe E (120 °C) convient généralement. Il est bobiné sur un mandrin en nylon. Des feuilles de papier ou de plastique sont disposées entre chaque couche pour une meilleure rigidité du bobinage. L'enroulement est imprégné sous vide.

Les inductances de filtre pour matériel grand public sont montées avec des étriers. Il existe des modèles dont l'inductance s'échelonne entre 100 mH et 20 H pour des intensités entre 1A et 100 mA.

Les modèles professionnels sont présentés sous boîtiers métalliques étanches imprégnés avec des sorties par perles de verre ou par colonnettes de céramique. Étant donné que les transistors et les circuits intégrés sont alimentés sous des tensions entre 5 V et 30 V, les inductances de filtre sont du type basse tension et courant fort jusqu'à 10 A. On utilise du fil émaillé de section importante et bien entendu la valeur de l'inductance est faible. C'est pourquoi, en basse tension, on est obligé d'employer des condensateurs très importants, car leur impédance à 100 Hz doit être beaucoup plus petite que celle de la bobine.

Ainsi dans un boîtier de 135 × 112 × 138 mm et 7,8 kg on peut avoir les inductances suivantes : 9A-25 mH, 4 A-40 mH, 2,2 A-200 mH, 0,70 A-1 H et 0,5 A-4 H.

Dans un petit boîtier de 48 × 41 × 50 mm et 0,25 kg sont catalogués les inductances suivantes : 1,4 A-25 mA, 0,66 A-120 mH, 0,3 A-0,6 H et 0,18 A-1 H en basse tension.

La valeur de L est donnée avec le courant continu nominal et un courant alternatif efficace à 50 ou à 100 Hz superposé égal au dizième du courant continu, tolérance $\pm$ 20 % ou -10 % $+30$ %.

Les inductances de filtre en boîtier métallique étanches doivent satisfaire aux indications de la spécification C.C.T.U. 06-12.

8. LE TRANSFORMATEUR BASSE FRÉQUENCE OU AUDIOFRÉQUENCE

8.1. Les caractéristiques théoriques

Alors que le transformateur d'alimentation délivre une puissance alternative de fréquence fixe, le transformateur B.F. doit couvrir une plage de fréquences très large et donner selon les cas une tension ou une puissance

au secondaire avec éventuellement un courant continu superposé au primaire. C'est surtout un organe de liaison et un adaptateur d'impédances. Les paramètres à faire intervenir sont beaucoup plus nombreux et de ce fait les calculs sont plus complexes. La mise au point définitive d'un tel appareil doit être faite par tâtonnements successifs.

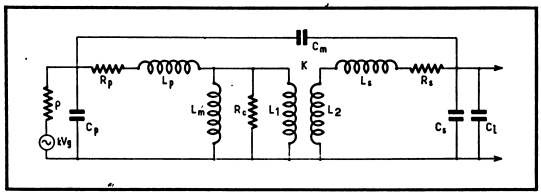


Fig. 6-54. — Représentation schématique d'un transformateur B.F.V.e : tension de la source, p : résistance interne de la source. R_p R_s : résistance des enroulements primaire et secondaire. L_p L_s : inductances de dispersion primaire et secondaire, c'est le flux magnétique qui passe dans une bobine et non dans l'autre. C_p C_s : capacité répartie des enroulements primaire et secondaire. C_m : capacité entre enroulements. C_l : capacité d'entrée du transistor suivant. L_m : inductance de marche à vide (inductance primaire). R_f : pertes dans le fer du transformateur. L_1 L_2 : inductance fictives pour transférer le courant et la tension sur la charge et pour fournir le déphasage entre primaire et secondaire. K : $\sqrt{L_1/L_2}$ rapport de transformation.

La représentation schématique d'un transformateur B.F. est donnée par la figure 6-54 .Les différents paramètres ont les valeurs suivantes :

Inductance de marche à vide (inductance primaire)

$$L_m = \frac{4\pi}{10} N_p^2 \mu \frac{s}{l} 10^{-8}$$

L en henrys.
N_p nombre de tours primaire.
μ perméabilité réelle dans les conditions de fonctionnement.
s section nette du circuit magnétique en centimètres carrés.
l longueur moyenne du circuit en centimètres.

Cette inductance ne peut être considérée seule puisqu'elle est en parallèle avec la résistance interne de la source.

Inductance de dispersion

$$L_p \text{ ou } L_s = 1{,}25 \cdot N^2 \frac{l}{h} \left(\frac{e_1 + e_2}{3} + e_3 \right) 10^{-8}$$

L en henrys.
N nombre de spires primaire ou secondaire.
l longueur moyenne d'une spire de l'enroulement en centimètres.
h hauteur du bobinage en centimètres.
e_1 épaisseur de l'enroulement en centimètres.

e_2 épaisseur de l'autre enroulement en centimètres.
e_3 distance séparant les deux enroulements en centimètres.

$$L_t = L_p + K^2 L_s$$

K rapport de transformation.

L'inductance de dispersion d'un transformateur est fonction de sa fabrication. Il faut chercher à réaliser des enroulements hauts et minces, de plus il faut réduire l'épaisseur de l'isolement entre les deux bobinages.

Résistance de pertes

$$R_c = \frac{2\pi^2 \cdot 10^{-16} \cdot f^2 \cdot N_p^2 \cdot s}{A \cdot l}$$

R_c en ohms.
A $\frac{\text{pertes totales par cm}^3}{B \cdot 10^4}$
s section nette du circuit magnétique en centimètres carrés.
l longueur moyenne du circuit en centimètres.
f fréquence de la mesure en hertz.
N_p nombre de spires primaire.
B en teslas.

Capacités parasites

C_p et C_s représentent les capacités entre couches du bobinage. Cette capacité est égale à la capacité entre deux couches successives, divisée par le nombre de couches. Les armatures sont constituées par le fil et le diélectrique par l'épaisseur des deux couches d'émail et du papier éventuel.

Gain de l'étage

— Aux *fréquences moyennes* (1000 Hz), le gain est maximal :

$$G_{max} = Ve \cdot K$$

V_e tension à l'entrée.
K rapport de transformation.

— Aux *fréquences basses*, on a :

$$G_{basses} = \frac{G_{max}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega L_m} \cdot \frac{(R_p + \varrho) R_c}{R_c + R_p + \varrho}\right)^2}}$$

R_c est grand par rapport à $R_p + \varrho$, et on peut simplifier :

$$\frac{(R_p + \varrho) R_c}{R_c + R_p + \varrho}$$

devient $R_p + \varrho$.

Il faut donc une inductance primaire L_m grande devant ϱ pour que G_{basses} soit le plus près possible de G_{max} pour la plus basse fréquence à transmettre. La figure 6-55 donne la valeur L_m en fonction de $R_p + \varrho$ pour une certaine atténuation à 50 Hz.

La valeur de L_m qui devait être très grande pour les amplificateurs à lampes par suite de la résistance interne du tube triode d'attaque, est beaucoup moins importante sur les amplificateurs à transistors dont la résistance collecteur-émetteur peut être de quelques kΩ. Le transformateur devient beaucoup plus petit, pour un même rendement dans les graves.

Le circuit précédent se simplifie et devient celui de la figure 6-56 qui ne comporte que les éléments à prendre en considération aux fréquences basses.

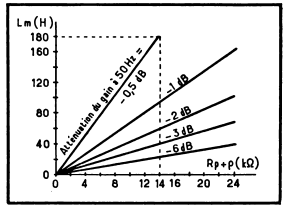


Fig. 6-55. — Valeur de l'inductance primaire en fonction de $R_p + \varrho$ pour une certaine atténuation à 50 Hz.

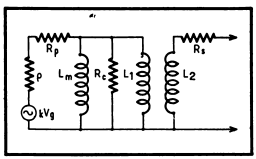


Fig. 6-56 *(Ci-contre).* — Les paramètres du transformateur intervenant aux fréquences basses.

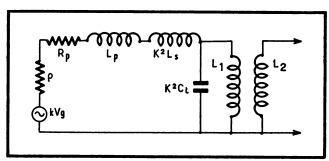


Fig. 6-57 *(Ci-contre).* — Les paramètres du transformateur intervenant aux fréquences élevées.

— Aux *fréquences élevées*, le schéma équivalent devient celui de la figure 6-57. Ce sont les capacités et les inductances de dispersion qui prennent toute leur importance. Pour simplifier, on convient que C_m est petit devant $C_s + C_1$. Ces éléments déterminent une résonance à une certaine fréquence qui est d'autant plus élevée que les inductances de dispersion et les capacités sont petites. Le transformateur peut alors être utilisé à des fréquences supérieures.

Le gain à la fréquence de mesure est :

$$G \text{ fréquences élevées} = \frac{G_{max}}{\sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f_r^2}\right)^2 + \frac{f^2}{f_r^2} \cdot \frac{1}{Q}}}$$

$$Q = \frac{L_t \omega}{R_e}$$

$$\omega = 1/\sqrt{L_t C_e}$$

$$C_e = \frac{(C_m + C_s + C_l)}{K^2}$$

$$R_e = (\varrho + R_p + K^2 R_s).$$

$$L_t = L_p + K^2 L_s.$$

f/f_r rapport entre la fréquence mesurée et la fréquence de résonance.

On voit que le coefficient de surtention à la résonance (Q) intervient. La figure 6-58 donne les courbes correspondantes.

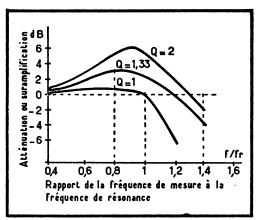


Fig. 6-58. — Courbes donnant l'atténuation aux fréquences élevées en fonction de la fréquence de résonance propre du transformateur.

Alimentation

Si un courant continu doit traverser le primaire, il faut prévoir un entrefer afin d'éviter la saturation du circuit magnétique. Cet entrefer occasionne la diminution de la perméabilité et par conséquent de L_m.

8.2. Les transformateurs de tension

Ces organes assurent le couplage et l'adaptation des impédances entre des éléments qui n'ont à transmettre que des tensions alternatives, sans puissance.

Ce sont principalement des transformateurs de microphones, de lecteur de disque et de lignes de modulation. Ils sont souvent de dimensions extrêmement réduites, ainsi leur calcul est un peu différent.

Le calcul d'un transformateur miniature

Les exemples choisis se rapportent à des transformateurs montés sur des circuits magnétiques dont les tôles en EI mesurent : 10 × 12 mm, 10 × 14 mm, 12 × 19 mm, 16 × 19 mm et 18 × 29 mm. La figure 6-59 donne la puissance maximale au secondaire en fonction de la fréquence, pour ces différents circuits. Les valeurs indiquées sont valables pour des tôles en anhyster D et avec un rendement de 70 %. Les fréquences basses en dessous de 1 000 Hz sont seules concernées, puisque la puissance d'un signal B.F. se situe dans les graves.

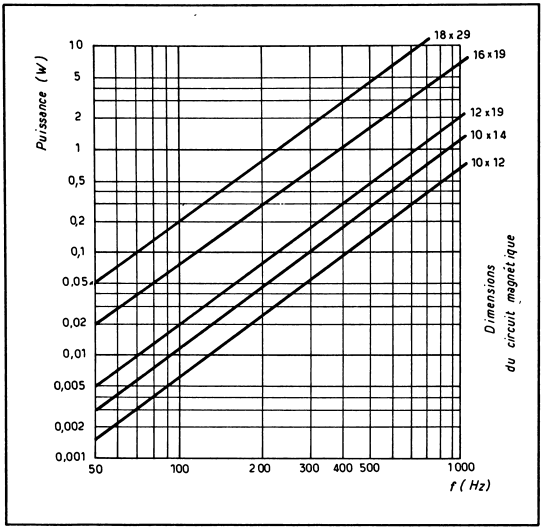


Fig. 6-59. — Puissance maximale alternative en fonction de la puissance dans les graves pour plusieurs circuits magnétiques.

Malgré leurs petites dimensions, l'inductance des enroulements doit être suffisante afin que les graves soient correctement transmises. L'affaiblissement apporté par une inductance trop faible est d'autant plus marqué que le circuit dans lequel elle est insérée a une impédance plus élevée.

Ce circuit se compose essentiellement de :

— L'impédance secondaire Z_s ramenée au primaire : Z_r

$$Z_r = Z_s \cdot k$$

avec $$k = \sqrt{\frac{\text{nb de spires primaire}}{\text{nb de spires secondaire}}} = \frac{\text{impédance primaire}}{\text{impédance secondaire}}$$

— L'impédance de la source : Z_e.

Ces deux impédances sont en parallèle soit :

$$Z = \frac{Z_r \cdot Z_e}{Z_r + Z_e}$$

La figure 6-60 donne la valeur de l'inductance spécifique en fonction de l'affaiblissement toléré et de la fréquence à transmettre. Il suffit de multiplier cette inductance spécifique par la valeur de Z ci-dessus, pour avoir la valeur de L_p de l'inductance primaire.

L'inductance secondaire est déterminée par : $L_s = \frac{L_p}{k}$.

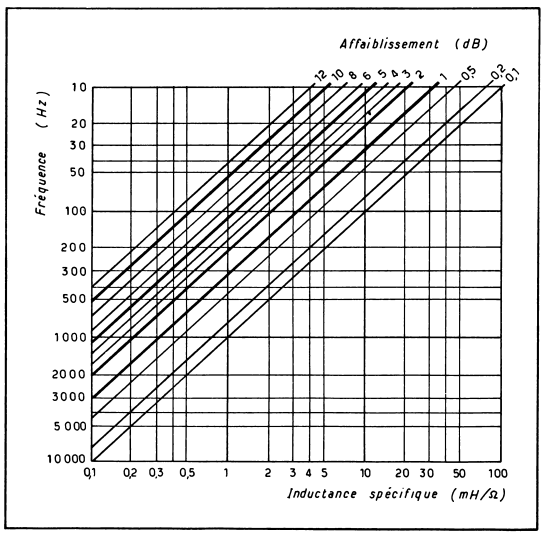


Fig. 6-60. — Valeur de l'inductance spécifique en fonction de l'affaiblissement désiré, pour la fréquence la plus basse à transmettre.

La figure 6-61 donne pour le circuit 10 × 12 mm les courbes permettant de déterminer la valeur de la résistance des enroulements en fonction :

— de l'inductance à réaliser,
— du courant continu éventuel dans l'enroulement,
— de la position de l'enroulement sur la carcasse,
— de la nature des tôles du circuit magnétique.

Lorsqu'un enroulement est parcouru par du courant continu la résistance de l'autre enroulement doit être déterminée en fonction du champ magnétique

produit par le courant continu. Soit L_a l'inductance de l'enroulement parcouru par le courant continu et R_a sa résistance lue sur la courbe 6-61. La résistance R_b de l'autre enroulement, dont l'inductance est L_b est :

$$R_b = R_a \frac{L_b}{L_a}$$

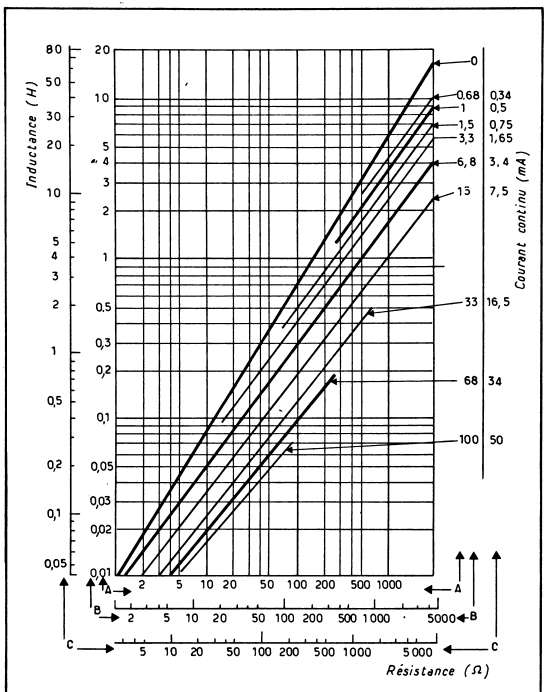


Fig. 6-61. — Résistance des enroulements primaire et secondaire en fonction de l'inductance, du courant continu éventuel, et de la nature des tôles pour un circuit 10 x 12 mm.

Les pertes dans les transformateurs miniatures sont dues en grande partie aux résitances des enroulements et on peut négliger les pertes dans le fer.

Le calcul du rendement est obtenu par :

— déterminer l'impédance primaire réelle Z_p :

$$Z_p = k\,(Z_s + R_s) + R_p$$

R_s résistance de l'enroulement secondaire

R_p résistance de l'enroulement primaire

— Le rendement est égal à : $\frac{Z_s}{Z_p} \cdot k$.

La figure 6-62 donne la valeur de la résistance spécifique en fonction du rendement obtenu. Elle permet de choisir le circuit magnétique convenable. Multiplier cette valeur par Z_p, on obtient la valeur maximale de la résistance de l'enroulement primaire. Rechercher sur les courbes de chacun des circuits magnétiques avec lequel cette valeur n'est pas dépassée.

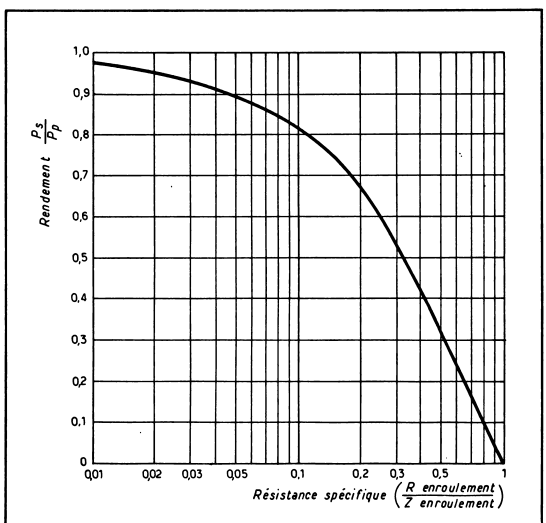


Fig. 6-62. — Résistance spécifique en fonction du rendement obtenu.

Connaissant la résistance des enroulements et la dimension de la fenêtre de la tôle du circuit choisi, il reste à déterminer la section du fil et sa longueur pour obtenir la résistance voulue. Son volume doit être compatible avec les dimensions de la fenêtre des tôles. Ces renseignements se trouvent sur le tableau de la page 307 (chapitre VI, § 6-1 : transformateurs d'alimentation).

Exemple de calcul

Soit à construire un transformateur miniature de ligne impédance primaire et secondaire 600 Ω, sans courant continu superposé, fréquence la plus basse à transmettre à −1 dB : 100 Hz.

La figure 6-59 donne pour un circuit 10 × 12 mm à 100 Hz une puissance maximale de 7 mW. Pour 100 Hz à −1 dB l'inductance spécifique est de 4 mH/Ω (fig. 6-60).

— Impédance secondaire ramenée au primaire :

$$Z_r = Z_s \cdot k = 600 \times 1$$

— L'impédance de la source est égale à celle de la ligne, soit 600 Ω.

$$Z = \frac{Z_r \cdot Z_s}{Z_r + Z_s} = \frac{600.600}{600 + 600} = 300\,\Omega$$

— Inductance primaire : L_p = inductance spécifique × Z =

$$L_p = 4 \times 300 = 1200\ \text{mH}$$

— Inductance secondaire :

$$L_s = \frac{L_p}{k} = \frac{1200}{1} = 1200\ \text{mH}.$$

— Résistance des enroulements : (fig. 6-61) circuit en Ankyster D, sans courant continu : primaire 180 Ω, secondaire : 220 Ω.

— Rendement : $Z_p = k\,(Z_s + R_s) + R_p = 1\,(600 + 220) + 180 = 1\,000\ \Omega$

$$\frac{Z_s}{Z_p} = \frac{600}{1000} = 0{,}6$$

Sur la figure 6-62, la résistance spécifique pour un rendement de 0,6 est de 0,24 soit 0,24 × 1 000 = 240. C'est la résistance maximale qui n'est pas dépassée puisque les primaire et secondaire ont respectivement une résistance de 180 Ω et de 220 Ω.

— Fil à utiliser : une tôle 10 × 12 mm possède une fenêtre de 2 × 3 mm, soit 6 mm². Le tableau (page 307) permet de choisir le fil. Un fil de 0,05 mm mesure 9,5 Ω/m, il faut donc 19 m pour 180 Ω et 23 m pour 220 Ω, soit 42 m de fil. Un mm² reçoit 155 spires. Par conséquent ce fil convient pour cet exemple.

Modèles catalogués

Bourns commercialise une gamme de microtransformateurs de dimensions très réduites : 3,2 × 3,2 mm × 3,2 mm, puissance 25 mW, impédances : primaire de 10 à 500 Ω, secondaire de 15 à 2 000 Ω.

Par ailleurs, on rencontre des modèles nus, d'autres en boîtiers métalliques blindés cylindriques et parallélépipédiques, entre 1 mW et 0,5 W, impédances : primaire de 10 à 10 000 Ω, secondaire de 600 Ω à 50 000 Ω.

Les transformateurs intermédiaires assuraient la liaison entre les étages d'amplification en basse-fréquence. Par suite de la génération de la liaison directe ou par résistance-capacité ces composants ont totalement disparu des catalogues.

8.3. Les transformateurs de puissance

Ce sont des composants qui transmettent, non plus une tension, mais une puissance du primaire vers le secondaire. Ils sont placés en sortie des amplificateurs de sonorisation pour alimenter la ligne des haut-parleurs, selon l'impédance nécessaire.

On sait que les chaînes à haute-fidélité ne possèdent qu'une seule sortie dont l'impédance est fixe. Du point de vue alternatif la sortie est directe, un condensateur électrolytique de forte valeur évite le court-circuit de la tension d'alimentation. Ces appareils ne nécessitent pas la présence d'un transformateur.

Il n'en est pas de même en sonorisation, car l'amplificateur de puissance doit disposer en sortie de plusieurs impédances pour permettre le branchement des haut-parleurs. On prévoit des prises à basse impédance : 4Ω, 8 Ω, 16 Ω pour les lignes courtes et des prises à haute impédance : 125 Ω 250 Ω, 500 Ω ou à tension constante : 50 V - 70 V - 100 V à la puissance nominale de l'amplificateur qui peut atteindre 400 W.

Le calcul d'un transformateur de sortie

Rapport de transformation K :

$$K = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_u}} = \frac{n_1}{n_2}$$

Z_a impédance de charge de l'étage de puissance : 4 Ω, 8 Ω, 16 Ω.
Z_u impédance de l'utilisation.
n_1 nombre de tours du primaire.
n_2 nombre de tours du secondaire.

Un transformateur n'a sa valeur d'impédance primaire que s'il est chargé au secondaire de la valeur voulue. Si on débranche la charge, on mesure au primaire l'impédance de marche à vide; il faut qu'elle soit importante pour un bon rendement dans les graves.

Les impédances de dispersion doivent être très faibles, car elles sont en série dans le circuit et absorbent une partie de la puissance transmise; elles diminuent le rendement du transformateur.

En revanche, les capacités parasites ont moins d'importance. Il vaut mieux augmenter un peu la capacité répartie si on obtient ainsi des inductances de dispersion plus faibles.

Les pertes dans le fer sont négligeables, car un bon transformateur de sortie travaille à faible induction, entre 0,2 et 0,4 T. De plus le circuit magnétique est constitué par des tôles à grains orientés, ou par des circuits en C.

Le rendement aux fréquences moyennes et élevées dépend des pertes dans le cuivre par effet Joule,; il faut donc choisir une densité de courant faible.

Le rendement aux fréquences basses est un peu moins élevé, car il faut tenir compte des pertes dans le fer, si minimes soient-elles, qui s'ajoutent aux pertes dans le cuivre.

Pour une bonne transmission des fréquences basses il faut qu'à : la fréquence de la mesure : ($\omega = 2\pi f$).

$$\omega L_p > \frac{Z_a \varrho}{Z_a + \varrho}$$

L_p inductance primaire, Z_a impédance de charge, φ résistance interne de l'étage de puissance (très faible).

Lorsque ces deux valeurs d'impédance sont égales, il y a une perte de transmission de $1/\sqrt{2} = 0{,}707 = 3$ dB.

Pour une bonne transmission des fréquences élevées on doit avoir :

$$\omega L_d < \rho + Z_a$$

L_d inductances de dispersion.

De même, lorsque ces deux impédances sont égales, il y a une perte de transmission de 3 dB à cette fréquence.

On établit donc le calcul de la façon suivante :

— Section du fer : $s \pm 2$ à $3\sqrt{P}$, foisonnement 10 %

P = puissance maximale de l'amplificateur

— Nombre de tours primaires n_1 :

$$n_1 = A\ U\ /s$$

U valeur de la tension appliquée (V).

s section nette du fer en cm².

A coefficient empirique : 40 à 50 sans courant continu superposé et 80 à 100 avec courant continu et un entrefer éventuel.

Dans le cas d'un primaire symétrique, n_1 doit être doublé avec une prise intermédiaire.

— Nombre de tours secondaire n_2 :

$$n_2 = \frac{n_1}{\sqrt{Z_a/Z_u}}$$

Afin de tenir compte des pertes, il faut majorer n_2 de 10 % jusqu'à 40 W et 5 % au dessus.

— Diamètre des fils :

densité de courant : 2 à 2,5 A/mm²

au primaire : intensité B.F. : $I_{BF} = \sqrt{P/Z_a}$.

P puissance maximale de l'amplificateur.

En cas de courant continu superposé :

$$I_{totale} = \sqrt{I_a^2 + I_{BF}^2}.$$

I_a : courant continu en ampère.

$$I = \sqrt{P/Z_a}.$$

au secondaire :

— Circuit magnétique :

— tôles orientées découpe EI ou MI, la découpe en EI donne souvent une surface de fenêtre insuffisante.

— circuit en C blindé.

Les bobinages doivent être très serrés, les isolants minces et de très bonne qualité, réduisent le plus possible le volume de l'enroulement.

— Finition :

— étuvage et imprégnation soignées sous vide,

— montage sous boîtier métallique étanche, sorties sous colonnettes de céramique.

— Spécification : C.C.T.U. 06-15.

Exemple de calcul

Soit à construire un transformateur de sortie pour un amplificateur de 100 W, tension d'alimentation 50 V, impédance primaire : 4 Ω, impédances secondaire : 4, 8, 16 Ω et 125, 250, 500 Ω (fig. 6-63).

— Calcul pour l'enroulement basse impédance :

$$K = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_u}} = \sqrt{\frac{4}{16}} = 0{,}5$$

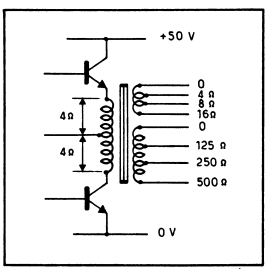


Fig. 6-63. — Transformateur de sortie pour amplificateur de sonorisation de l'exemple de calcul.

— Section de fer : $3\sqrt{P} = 3 \times 10 = 30\ cm^2 + 10\ \%$ soit $33\ cm^2$.

— Jambe centrale : 5,7 × 5,7 cm soit $a = 2{,}8$ à 2,9. Au catalogue $a = 30$ pour tôles EI : 180 × 150 mm.

— nombre de tours :

primaire : $n_1 = 80\ U/s = 80 \cdot 50\ V/33 = 121$ spires
+ 5 % = 127 spires pour un demi enroulement soit 254 spires totales.

secondaires : n_2 pour 16 Ω : $n_2 = \dfrac{127}{\sqrt{Z_a/Z_u}} = 254$ spires

pour 8 Ω prise à : 180 spires
pour 4 Ω prise à : 127 spires
n_3 pour 500 Ω : 1427 spires
pour 250 Ω prise à : 1 000 spires
pour 125 Ω prise à : 710 spires

— intensité totale

primaire : $I_{BF} = \sqrt{P/Z_a} = 5\ A$

$$I_a = \frac{P}{U} = \frac{100}{50} = 2\ A$$

$$I_t = \sqrt{I_a^2 + I_{BF}^2} = 5{,}4\ A$$

secondaires : basse impédance : $\sqrt{\frac{100}{16}} = 2{,}5$ A = fil : 1 mm²

$\sqrt{\frac{100}{8}} = 3{,}5$ A = fil : 1,4 mm²

$\sqrt{\frac{100}{4}} = 5$ A = fil : 2 mm²

haute impédance : $\sqrt{\frac{100}{500}} = 0{,}45$ A = fil : 0,18 mm²

$\sqrt{\frac{100}{250}} = 0{,}63$ A = fil : 0,25 mm²

$\sqrt{\frac{100}{125}} = 0{,}90$ A = fil : 0,36 mm²

— densité de courant : 2,5 A / mm².

Le tableau des fils, page 285, donne les diamètres suivants : 1 mm² = 1,180 mm, 1,4 mm² = 1,320 mm, 2 mm² = 1,600 mm, 0,18 mm² = 0,150 mm 0,25 mm² = 0,180 mm, 0,36 mm² = 0,224 mm (valeurs approchées).

Différents modèles

Ces transformateurs sont souvent fabriqués à la demande pour des amplificateurs déterminés. On rencontre cependant chez *Millerioux* la gamme suivante :

Impédances primaires : 1, 2, 4, 6, 8 Ω.
Impédances secondaires : 4, 8, 16 Ω, ligne 100 V.
Puissances : de 30 W (1,5 kg) jusqu'à 320 W (10 kg).
Présentation : boîtiers métalliques étanches, sorties céramique.

CHAPITRE VII

LES BOBINAGES POUR CIRCUITS A HAUTE FRÉQUENCE

1. AVANT-PROPOS

Ce titre de chapitre couvre une grande variété de bobinages très différents, par leur fréquence d'accord et par le type de matériel grand public, industriel ou professionnel.

Les bobinages grand public équipent les récepteurs de radiodiffusion de 150 kHz à 100 MHz et les téléviseurs de 40 MHz à 470 MHz.

Les bobinages industriels ou professionnels couvrent une plage encore plus étendue, depuis les filtres téléphoniques et autres de quelques kilohertz, jusqu'aux guides ondes de plusieurs gigahertz. Leur puissance s'échelonne entre le milliwatt et le mégawatt des émetteurs.

Il ne peut être question de traiter des exemples de circuit dans un si large éventail d'applications. C'est pourquoi nous avons résolu de rester strictement dans notre domaine, c'est-à-dire la technologie de fabrication et le mode de calcul de ces différents bobinages.

Pour les matériels grand public nous renvoyons le lecteur aux ouvrages qui traitent du fonctionnement de ces circuits; par exemple : « *Récepteurs à transistors et à circuits intégrés* » et « *Cours élémentaire de télévision moderne* », mêmes auteur et éditeur, « *Technique de l'émission-réception sur ondes courtes* » par Ch. GUILBERT, Éditions Radio.

Pour les matériels professionnels, on peut recommander l'étude mathématique des « *Filtres Actifs* » par P. BILDSTEIN, Éditions Radio.

Enfin, il ne sera donné, au cours de ce chapitre, que les compléments pour la haute fréquence aux études de base de l'électromagnétisme et de la technologie des bobinages pour les fréquences basses.

2. LE FIL

Le fil de cuivre est toujours utilisé, mais en haute fréquence son isolement et sa présentation sont modifiés afin de tenir compte des différentes causes de pertes qui sont :

- les *pertes par effet Joule*, occasionnées par la résistance du fil et par l'intensité du courant qui le parcourt;
- les *pertes par courants de Foucault* se produisent dans la masse du fil. Elles dépendent de sa section et de la fréquence du courant;
- les *pertes diélectriques* sont fonction de la nature et de la qualité de l'isolant du fil et du support du bobinage;
- les *pertes par absorption* se produisent dans les masses métalliques voisines.
- les *pertes par radiation* proviennent du rayonnement du fil dans le milieu ambiant. Ces pertes ne sont appréciables que pour les bobinages de puissance .
- les *pertes par « effet pelliculaire »* ou *« skin effect »*. Ce sont les plus importantes en H.F. On remarque que la densité de courant est plus forte à la surface du fil qu'en son centre. Il s'échauffe plus que ne le voudrait la loi de Joule (RI^2). On dit que la résistance du fil en H.F. est plus grande que sa résistance en continu.

Le rapport de R_{HF} sur $R_{continu}$ est donné dans le tableau ci-après en fonction de x.

$$x = \pi d \sqrt{2 \mu f/\varrho}$$

f fréquence en kilohertz.
d diamètre du fil en centimètres.
ϱ résistivité : 1,73 pour le cuivre.
μ perméabilité : 1 pour le cuivre.

x	R_{HF}/R =	x	R_{HF}/R =	x	R_{HF}/R =	x	R_{HF}/R =
0	1,0000	3,4	1,456	10,5	3,975	24	8,741
0,5	1,0003	3,8	1,603	11	4,151	26	9,447
0,6	1,0007	4,0	1,678	11,5	4,327	28	10,15
0,7	1,0012	4,2	1,752	12	4,504	30	10,86
0,8	1,0021	4,6	1,899	12,5	4,680	32	11,57
0,9	1,0034	5,0	2,043	13	4,856	34	12,27
1,0	1,005	5,6	2,254	13,5	5,033	36	12,98
1,2	1,011	6,0	2,394	14	5,209	38	13,69
1,4	1,02	6,4	2,533	14,5	5,386	40	14,40
1,6	1,033	7,0	2,743	15	5,562	42	15,10
1,8	1,052	7,6	2,954	16	5,915	44	15,81
2,0	1,078	8,0	3,094	17	6,268	46	16,52
2,2	1,111	8,4	3,235	18	6,621	48	17,22
2,4	1,152	9,0	3,446	19	6,974	50	17,93
2,6	1,201	9,4	3,587	20	7,328	60	21,47
2,8	1,256	9,6	3,658	21	7,681	70	25
3,0	1,318	10	3,799	22	8,034	80	28,54
						100	35,61

• les *pertes dues à la capacité répartie de la bobine* ne sont appréciables qu'aux fréquences supérieures à 3 MHz. Cette capacité vient s'ajouter à la capacité de départ du circuit et diminue légèrement la gamme couverte. On la réduit en bobinant à spires espacées et en aérant le bobinage.

Ces causes de pertes déterminent la nature du fil à utiliser dans les différents circuits.

Pour avoir des pertes minimales il faut :

— adopter une densité de courant faible,
— ne pas avoir une masse de métal trop importante, à proximité du bobinage,
— utiliser un très bon isolant, ou du fil nu et un très bon support du point de vue H.F.,
— obtenir une résistance H.F. la plus faible possible,
— maintenir une faible capacité répartie.

DIFFÉRENTS TYPES DE FILS H.F.

Fils émaillés

Les tableaux donnés au chapitre VI, § 3.4 et 3.5 sont valables; il ne s'agit pas pas ici de haute température, ce sont donc les émaux de la classe 120 °C (E) en version soudable pour les fils fins, ou parfois thermo-adhérents qui sont utilisés. Leur diamètre nominal s'étend de 0,020 à 1 mm, avec un isolement en grade I.

Les bobinages pour les fréquences moyennes (100 kHz à 2 MHz) peuvent être bobinés en nid d'abeilles, afin de réduire leur capacité répartie en aérant l'enroulement. A ce moment on emploie du fil émaillé recouvert d'une gaîne de soie artificielle ou de nylon. Le tableau ci-après donne les dimensions et la résistance de ces conducteurs.

Fils nus argentés

Pour les fréquences élevées (10 MHz à 470 MHz) ou construit les bobinages et les lignes accordées avec du fil nu argenté. En effet, l'argent superficiel est le métal ayant la plus faible résistivité, donc donnant la plus faible R_{HF} par réduction des pertes par effet pelliculaire. Ce fil doit être suffisamment rigide; les spires sont espacées de la valeur du diamètre du fil, entre 0,5 et 1 mm.

Parfois ces enroulements sont effectués sans support, afin de supprimer cette cause de perte. Leur fil doit avoir un diamètre suffisant pour constituer une bobine indéformable en service courant.

Lorsque la puissance dans le circuit augmente, dans les émetteurs par exemple, on a intérêt d'employer du *tube argenté*, car on diminue ainsi la masse du métal sans augmenter la résistance H.F. de la bobine, puisque son centre n'est parcouru que par très peu de courant.

Fils à brins multiples

C'est un câble composé d'un certain nombre de brins de fil de cuivre émaillé. Ces brins sont cordés ensemble de façon que chacun d'eux occupe toutes les positions dans le câble. Ainsi, chaque brin coupe le même nombre de lignes de force du champ magnétique et est parcouru par le même courant.

Le câble est recouvert par une ou deux gaines de soie grège. L'émail est du type thermosoudable 120 °C de façon à faciliter le décapage et la soudure des extrémités de la bobine. On réduit ainsi la masse du métal et les pertes par courants de Foucault.

La manipulation de ce câble doit être faite avec précaution, car la rupture d'un brin entraîne une augmentation appréciable des pertes.

Le fil divisé donne des pertes totales inférieures à celles du fil plein jusqu'à une fréquence limite donnée par la formule :

$$f = \frac{0{,}255}{d^2 \beta^3 \sqrt{N}}$$

f fréquence limite en kilohertz.

d diamètre d'un brin en centimètres.

N nombre de brins.

$\beta = \frac{d\sqrt{N}}{\varrho}$ avec ϱ : pas de l'enroulement en centimètres.

La fréquence limite se situe vers 1,5 MHz. C'est pourquoi le fil divisé est utilisé pour la confection des filtres professionnels et pour les bobinages grand public en P.O. et en F.I.

Fil plein

⌀	Diamètre extérieur du fil isolé (cotes maximales)			Résistance en courant continu à 20 °C
	1 couche émail	2 couches émail	1 couche émail 1 couche soie (artificielle)	
mm	mm	mm	mm	Ω/m
0,032	0,040	0,043	—	21,44
0,040	0,050	0,054	—	13,72
0,050	0,062	0,068	—	8,781
0,063	0,078	—	—	5,531
0,071	0,088	0,095	—	4,355
0,080	0,098	0,105	0,148	3,430
0,090	0,110	0,117	0,162	2,710
0,100	0,121	0,129	0,172	2,195
0,112	0,134	0,143	—	1,750
0,125	0,149	0,159	—	1,405
0,140	0,166	0,176	0,219	1,120
0,160	0,187	0,199	0,240	0,8575
0,180	0,209	0,222	0,260	0,6775
0,200	0,230	0,245	0,280	0,5488
0,224	0,256	0,272	—	0,4375
0,250	0,284	0,301	0,335	0,3512
0,280	0,315	0,334	0,367	0,2800
0,315	0,352	0,371	—	0,2212
0,355	0,395	0,414	—	0,1742
0,400	0,442	0,462	0,504	0,1372
0,450	0,495	0,516	0,561	0,1084
0,500	0,548	0,569	0,611	0,08781
0,560	0,611	0,632	—	0,07000
0,630	0,684	0,706	—	0,05531
0,710	0,767	0,790	—	0,04355
0,750	0,809	0,832	0,882	0,03903
0,800	0,861	0,885	0,932	0,03430
0,850	0,913	0,937	0,992	0,03038
0,900	0,965	0,990	1,042	0,02710
0,950	1,017	1,041	1,092	0,02432
1,000	1,068	1,093	1,142	0,02195

Fil à brins multiples

Composition	ø nominal (cuivre-émaillé)	Diamètre extérieur du fil isolé (cotes maximales			Résistance en courant continu à 20 °C
		Sans isolement extérieur	Recouvert de :		
			1 couche soie	2 couches soie	
mm	mm	mm	mm	mm	Ω/m
1 × 12 × 0,04		0,208	0,243	0,278	1,190
1 × 15 × 0,04		0,228	0,268	0,298	0,950
1 × 20 × 0,04	0,04	0,260	0,300	0,330	0,710
1 × 30 × 0,04		0,321	0,361	0,391	0,475
1 × 45 × 0,04		0,400	0,440	0,470	0,316
1 × 10 × 0,05		0,226	0,266	0,296	0,910
1 × 15 × 0,05		0,282	0,322	0,352	0,610
1 × 20 × 0,05	0,05	0,322	0,362	0,392	0,456
1 × 30 × 0,05		0,398	0,438	0,468	0,304
1 × 45 × 0,05		0,496	0,536	0,566	0,203
1 × 3 × 0,07		0,184	0,219	0,254	1,550
1 × 6 × 0,07		0,255	0,295	0,325	0,780
1 × 10 × 0,07		0,310	0,350	0,380	0,465
1 × 15 × 0,07	0,07	0,387	0,427	0,457	0,310
1 × 20 × 0,07		0,442	0,482	0,512	0,232
1 × 30 × 0,07		0,546	0,586	0,626	0,155
1 × 45 × 0,07		0,680	0,720	0,760	0,103
3 × 20 × 0,04		0,475	0,515	0,545	0,237
3 × 30 × 0,04	0,04	0,590	0,630	0,670	0,158
3 × 45 × 0,04		0,735	0,775	0,815	0,105
3 × 20 × 0,05		0,588	0,628	0,668	0,152
3 × 30 × 0,05	0,05	0,732	0,772	0,812	0,101
3 × 40 × 0,05		0,856	0,906	0,956	0,076
3 × 20 × 0,07		0,807	0,847	0,887	0,078
3 × 30 × 0,07	0,07	1,005	1,055	1,105	0,0517
3 × 45 × 0,07		1,250	1,300	1,350	0,0344

Le tableau ci-avant donne les caractéristiques des fils à brins multiples recouverts d'une ou de deux gaînes de soie, ainsi que leur résistance. Les câbles peuvent être formés d'un ou de trois torons de fils de 0,04 ,0,05 ou 0,07 mm.

Les câbles pour le matériel grand public comprennent un seul toron, de 10 à 30 brins, de 0,05 mm.

Pour le matériel professionnel, le tableau donne les caractéristiques des câbles jusqu'à 3 torons de 45 brins. Il existe, par ailleurs, des câbles jusqu'à 200 brins de 0,05 mm, 320 brins de 0,04 mm et 250 brins de 0,032 mm.

Ces câbles permettent d'obtenir des coefficients de surtension remarquables.

En résumé, on utilise du fil plein jusqu'à 20 à 50 kHz, puis du fil divisé, dont le diamètre des brins décroît à mesure que la fréquence augmente. L'utilisation des fils de 0,04 mm est recommandée à partir de 150 kHz et ceux de 0,03 mm à partir de 250 kHz. Au-delà de quelques MHz, il est préférable de revenir au fil plein.

Dans la carcasse d'un pot magnétique, le nombre de spires et la nature du fil ayant été déterminés, il convient de fixer soit le diamètre du fil plein, soit le nombre de brins du fil disivé, pour obtenir le remplissage total de cette carcasse. C'est une condition essentielle afin d'obtenir le coefficient de surtension maximal de la bobine.

3. LE CALCUL DES BOBINAGES HAUTE FRÉQUENCE A AIR

3.1. La fréquence de résonance

En associant en parallèle une bobine et un condensateur on obtient un circuit oscillant qui résonne sur une certaine fréquence en fonction de la valeur de L et de C.

La formule de Thomson donne la période propre du circuit :

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} \cdot \frac{R^2}{4L^2}}}.$$

La résistance de la bobine étant faible, on peut négliger le deuxième terme du radical par rapport au premier et on obtient la formule classique :

$$T = 2\pi\sqrt{LC}.$$

La fréquence de résonance est :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

f en hertz, L en henrys et C en farads.

Si on exprime ces quantités en unités pratiques on a :

$$f = \frac{5000}{\sqrt{LC}} \qquad \text{(chiffres arrondis)}$$

f en kilohertz, L en microhenrys et C en nanofarads.

Et la longueur d'onde est :

$$\lambda = 60\sqrt{LC} \qquad \text{(chiffres arrondis)}$$

λ en mètres, L en microhenrys et C en nanofarads.

L'abaque 7-1 évite d'effectuer tous les calculs à ce sujet. Il suffit de connaître deux valeurs et de les aligner pour obtenir la troisième. En particulier, connaissant la fréquence de résonance à obtenir et la valeur de la capacité, on obtient la valeur de la bobine correspondante.

3.2. Le calcul d'une bobine à air à une couche

La valeur de la self-induction d'un bobinage cylindrique à une couche est donnée par la formule de *Nagaoka* :

$$L = k\, n^2\, d\, 10^{-8}$$

L en microhenrys, n nombre de spires, d diamètre moyen de la bobine en centimètres, k coefficient fonction du rapport d/l de la bobine, l longueur du bobinage en centimètres.

$$k = \frac{100\, d}{4\, d + 11\, l} \qquad \text{(valeur approchée).}$$

Le tableau de la page 345 donne la valeur exacte de k pour différents rapports d/l.

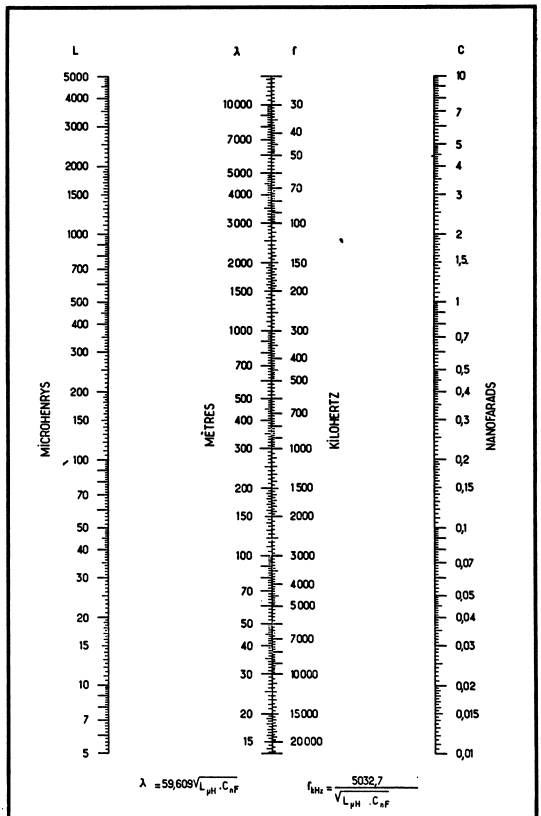


Fig. 7-1. — Abaque donnant la fréquence de résonance d'un circuit oscillant.

En simplifiant, on a :

$$L = \frac{d^2 n^2}{40\,d + 110\,l}$$

On obtient le coefficient de surtension maximal lorsque :

$$d/l = 2{,}5 \qquad \text{ou} \qquad l/d = 0{,}4.$$

A ce moment la longueur du fil est minimale pour un coefficient de self-induction donné. Ce rapport est difficilement applicable dans la pratique.

Ce type de bobinage est surtout utilisé pour les fréquences élevées (O.C., F.M., T.V.).

Pour simplifier les calculs pour ces fréquences, la figure 7-2 donne un abaque établi pour cet usage. Les valeurs obtenues sont exactes à 3 % ou 5 % près. Pour être certain d'obtenir la valeur de self-induction voulue, il est préférable de majorer de 10 % le nombre de spires indiqué et de procéder ensuite à un étalonnage exact.

On choisit tout d'abord un support de diamètre d donné, on évalue la longueur du bobinage à obtenir l, on effectue le rapport l/d. On aligne le rapport l/d et la valeur de self-induction désirée L. On obtient un point sur l'axe de réflexion X. On joint ce point au diamètre de la bobine d et on obtient le nombre de spires nécessaire n.

Le diamètre du fil optimal est :

$$d = \frac{l}{n\sqrt{2}}$$

d diamètre du fil en centimètres.
l longueur de la bobine en centimètres.
n nombre de spires.

d/l	k	d/l	k	d/l	k	d/l	k
0,25	2,26	1,05	7,20	1,90	10,37	2,70	12,35
0,30	2,65	1,10	7,42	1,95	10,49	2,75	12,45
0,35	3,03	1,15	7,64	2	10,63	2,80	12,55
0,40	3,4	1,20	7,88	2,05	10,78	2,85	12,66
0,45	3,76	1,25	8,06	2,10	10,92	2,90	12,75
0,50	4,1	1,30	8,27	2,15	11,05	2,95	12,85
0,55	4,43	1,35	8,49	2,20	11,18	3	12,95
0,60	4,74	1,40	8,65	2,25	11,3	3,10	13,11
0,65	5,05	1,45	8,85	2,30	11,42	3,20	13,3
0,70	5,35	1,50	9,05	2,35	11,56	3,30	13,45
0,75	5,65	1,55	9,23	2,40	11,67	3,40	13,62
0,80	5,92	1,60	9,40	2,45	11,80	3,50	13,78
0,85	6,18	1,65	9,57	2,50	11,90	3,60	13,93
0,90	6,46	1,70	9,72	2,55	12	3,70	14,09
0,95	6,71	1,75	9,92	2,60	12,11	3,80	14,25
1	6,95	1,80	10,05	2,65	12,23	3,90	14,38
		1,85	10,20			4	14,5

On sait que les bobines pour fréquences élevées sont réalisées en fil d'environ 0,8 mm de diamètre et de préférence à spires espacées de la valeur du diamètre du fil. Actuellement, la recherche de la miniaturisation conduit à utiliser du fil plus fin (0,3 mm) et à le bobiner à spires jointives.

Calcul d'un bobinage imprimé carré

Ces bobines peuvent être déposées sur un circuit imprimé ou sur un circuit hybride. Il s'agit principalement de matériel professionnel.

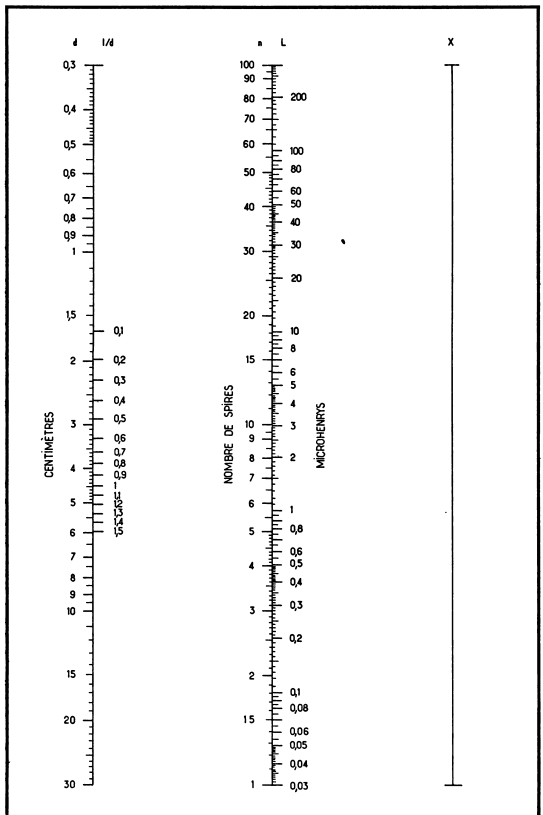


Fig. 7-2. — Abaque permettant le calcul des bobines cylindriques à une couche.

Pour leur calcul, on part de la formule de Nagaoka pour un cadre plat dont l'épaisseur tend vers zéro :

$$L\,\mu H = \frac{D + d}{A} N^{5/3} . \log \left(\frac{4\,D + d}{D - d} \right)$$

dans laquelle :

D = longueur du côté de la dernière spire (mm);
d = longueur du côté de la première spire (mm);
A = 72, constante pour une inductance carrée;
N = nombre de spires.

La largeur des conducteurs se situe entre 60 et 100 μm, avec un espacement de 50 à 100 μm.

Cette formule donne une valeur approchée, dont l'erreur est voisine de 2%.

La configuration classique la plus approchée est celle en « fond de panier ». Le fil part du centre pour aller vers la périphérie. Cependant, ici, l'épaisseur du conducteur est de 35 μm pour un circuit imprimé et inférieur au μm pour un circuit hybride à couche mince, alors que dans un fond de panier l'épaisseur de l'enroulement est d'au moins 2 mm.

3.3. Le calcul d'une bobine à air à plusieurs couches

Pour une bobine cylindrique à plusieurs couches, que ce soit en spires jointives ou en nid d'abeilles, on peut adopter la formule :

$$L = \frac{0{,}08\, d^2\, n^2}{3\,d + 9\,l + 10\,e}$$

L en microhenrys, n nombre de spires, d diamètre moyen en centimètres, l largeur de la bobine en centimètres, e épaisseur de la bobine en centimètres.

Ce type de bobine est utilisé pour les fréquences moins élevées, en particulier pour les bandes G.O.-P.O. et pour les transformateurs F.I.

L'abaque de la figure 7-3 permet d'effectuer aisément ces calculs. Prenons un exemple inverse de celui du paragraphe précédent. Soit à trouver le coefficient de self-induction L d'une bobine connue. On calcule le rapport l/d et e/d, puis, partant de la valeur l/d, on mène la tangente à la courbe correspondant au rapport e/d calculé. On détermine ainsi un point sur l'axe vertical de gauche. De ce point, on effectue l'alignement avec le nombre de spires n et on obtient un nouveau point sur l'axe de droite. De ce nouveau point on effectue l'alignement avec la valeur du diamètre d et on obtient la valeur de self-induction, L. C'est un abaque à double réflexion.

On voit qu'une bobine de valeur L peut être réalisée d'une infinité de façons différentes en agissant sur les différents paramètres. Pour obtenir un bon rendement, il y a intérêt à se rapprocher d'une section carrée, c'est-à-dire avoir l voisin de e.

Il faut noter que les valeurs trouvées ne sont pas absolument rigoureuses par suite, en particulier, de la capacité propre du bobinage. Il est préférable de majorer le nombre de spires de 5 % et de procéder ensuite à un étalonnage rigoureux.

Pour diminuer la capacité du bobinage on a intérêt à le construire en nid d'abeilles de section carrée ($l = e$) et de rapport $d/l = 3$. A ce moment, la valeur de self-induction est :

$$L = \frac{n^2\, d}{100}.$$

Toutes ces formules sont empiriques.

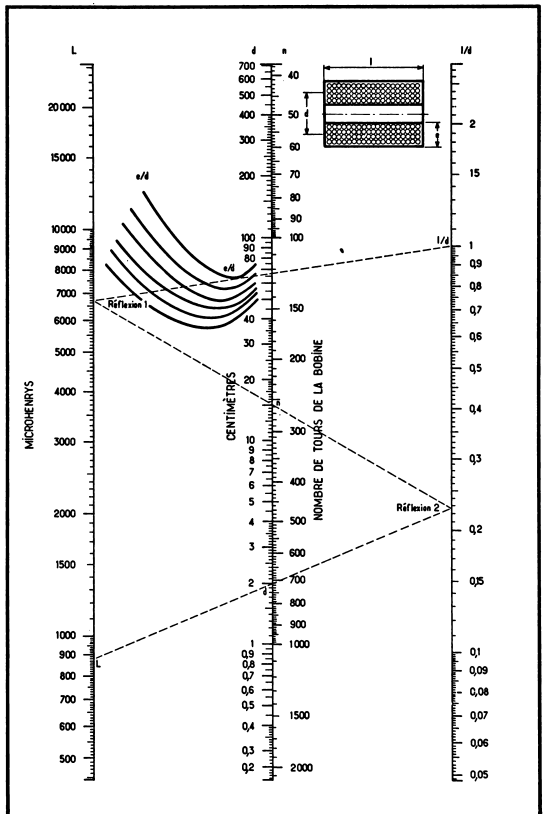


Fig. 7-3. — Abaque pour le calcul des bobines cylindriques à plusieurs couches.

3.4. Le calcul de la mutuelle induction

Pour effectuer le calcul du coefficient d'induction mutuelle de deux bobines sur le même support, on mesure tout d'abord les deux inductances (fig. 7-4) :

$$L_1 = k_1 n_1^2 d \cdot 10^{-3}$$
$$L_2 = k_2 n_2^2 d \cdot 10^{-3}$$

Ces formules ont été exposées au paragraphe 3-2, ainsi que le tableau permettant d'obtenir le coefficient k.

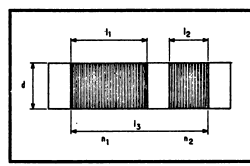


Fig. 7-4. — Calcul de la mutuelle induction.

Puis on calcule de la même façon l'inductance totale :

$$L_3 = k_3 (n_1 + n_2)^2 d \cdot 10^{-3}$$

On sait que : $L_3 = L_1 + L_2 + 2M$

d'où le coefficient d'induction mutuelle M :

$$M = \frac{L_3 - (L_1 + L_2)}{2}.$$

Le coefficient M peut être positif si les deux enroulements sont bobinés dans le même sens, ou négatif si L_2 est bobiné en sens inverse de L_1.

Si on possède un inductancemètre, la mesure est très facile. On place en série les deux bobines, on mesure leur valeur, puis on les branche en opposition et on effectue une seconde mesure.

On a : $L_a = L_1 + L_2 + 2M$

$L_b = L_1 + L_2 - 2M$

d'où : $M = \frac{L_a - L_b}{4}.$

Il n'y a pas d'autre moyen de déterminer la mutuelle induction de deux bobines placées côte à côte et n'ayant ni le même support, ni les mêmes dimensions.

Note : Toutes les formules théoriques simplifiées pour le calcul des bobinages à air ne sont pas très précises et leur emploi n'est pas aisé. Il est préférable d'effectuer un premier calcul avec les formules et d'étalonner la bobine avec un des appareils de mesure décrits au cours du chapitre VIII.

4. LES SUPPORTS NON MAGNÉTIQUES

L'*air* est le meilleur des supports. C'est-à-dire que le fil est bobiné sans aucun support matériel. Il doit avoir un diamètre suffisant pour être assez rigide et pour ne pas se déformer ou se déplacer. Il existe de telles bobines en fil argenté pour les fréquences très élevées. Parfois, le fil est maintenu en place par une ou plusieurs barrettes de stéatite ou de quartz.

Les principaux supports minéraux naturels ou artificiels sont le *quartz*, le *verre* et les *céramiques*. Ils résistent bien aux essais climatiques et ils peuvent être utilisés aussi bien pour le matériel professionnel que pour le matériel grand public, car leurs pertes sont très faibles.

Les supports synthétiques sont les plus employés. Pour le matériel professionnel les supports en *Téflon* sont remarquables, mais coûteux. Pour le matériel grand public les supports en *nylon, rilsan* ou *polystyrène* donnent de très bons résultats. Les supports en *bakélite moulée* sont très utilisés pour le matériel courant. Enfin, les supports en *carton bakélisé* sont abandonnés, car ils sont hygroscopiques.

Ce sont surtout les conditions d'utilisation du matériel qui imposent le choix du support. En effet, si on exclut les conditions climatiques on constate que le coefficient de surtension d'une même bobine réalisée sur ces différents supports est du même ordre de grandeur.

5. LES SUPPORTS MAGNÉTIQUES MÉTALLIQUES

5.1. La fabrication

Pour augmenter la perméabilité du noyau on peut avoir recours à un circuit magnétique en fer. Mais les pertes par courants de Foucault dans la masse du métal deviennent prohibitives en H.F. Pour les réduire, il faut utiliser de la poudre de fer dont chacun des grains est isolé par une matière plastique. La perméabilité est très réduite par rapport au fer massif, mais les pertes sont acceptables. Cette perméabilité du support permet de réduire le nombre de spires dans la même proportion et donc de réduire les pertes dans le fil. En définitive le coefficient de surtension global est plus élevé. Deux bobines de même valeur, l'une à air, l'autre en pot fermé, présentent les différences suivantes : gain en volume de la bobine à fer par rapport à la bobine à air, 80 %; gain en poids, 33 %; économie de fil en longueur, 60 %; augmentation du coefficient de surtension, 170 %; diminution des pertes totales, 61 %. Ce chiffre est obtenu malgré les pertes dans le noyau magnétique qui n'existaient pas auparavant (pertes par courants de Foucault, par hystérésis et par relaxation magnétique).

Pour obtenir les pertes minimales il faut que les grains de fer soient approximativement sphériques, afin d'éviter l'effet de pointe. Il faut aussi que leur diamètre soit proportionné avec la fréquence d'utilisation du circuit.

Pour cela on chauffe du minerai de fer dans une atmosphère d'oxyde de carbone. La réaction donne du fer *pentacarbonyle* $Fe(CO)_5$. En le chauffant, il se décompose; l'oxyde de carbone est libéré et le fer pur se dépose.

Cette réaction assure la purification du minerai de fer et donne des particules très fines et approximativement sphériques.

La poudre de fer est ensuite triée. On sépare les particules des différents diamètres de 1 à 50 μm pour fabriquer des noyaux destinés aux différentes fréquences.

Toutes ces opérations sont faites à l'abri de l'air, sous atmosphère inerte.

A partir des différentes poudres on fabrique la pâte magnétique qui doit constituer le noyau. Pour cela on dissout différents plastiques de la famille des bakélites dans des solvants appropriés. On mélange longuement, on ajoute un lubrifiant afin de faciliter le moulage ou l'extrusion. La pâte définitive est moulée selon la forme du support. Les grains de fer sont enrobés dans un isolant, la résistance transversale est de 10 MΩ par centimètre cube. Le noyau est enfin polymérisé à chaud afin de stabiliser ses caractéristiques.

Les noyaux en fer carbonyl sont sévèrement concurrencés par les ferrites. Cependant ils offrent des avantages; par suite de leur faible perméabilité ils sont plus stables en température et sous des champs magnétiques perturbateurs. Ils ne nécessitent pas la présence d'entrefers précis et présentent une meilleure stabilité.

Les différentes poudres fabriquées permettent de couvrir la plage de 100 kHz à 100 MHz, avec une plage de température s'étendant de —55 °C à +150 °C.

5.2. Les caractéristiques

Les principales caractéristiques des noyaux sont les suivantes :

• **Perméabilité torique** μtor, elle est constante pour chaque qualité de poudre, elle constitue une valeur maximale.

• **Perméabilité effective** μe, elle dépend de la poudre, de la forme du noyau, de son entrefer et de la disposition du bobinage.

• **Perméabilité apparente** μapp, elle est donnée par le rapport de l'inductance de la bobine avec et sans noyau magnétique. Elle est donnée pour les bobinages terminés et traités thermiquement. C'est celle qui compte en définitive.

• **Différentes pertes dans le noyau** Elles sont définies comme une résistance équivalente dans le circuit. La mesure s'effectue à champ faible : < 20 m At/cm et à 800 Hz (Formules de Jordan).

Pertes par courants de Foucault :

$$R_F = FL\left(\frac{f}{800}\right)^2$$

F coefficient de pertes par courants de Foucault en Ω/H (Ohm/henry)
L coefficient de self-induction en henrys.
f fréquence d'utilisation en hertz.

Pertes par hystérésis :

$$R_h = hL\frac{NI}{l}\left(\frac{f}{800}\right)$$

h coefficient de pertes par hystérésis en Ω/H/At/cm dépend de la poudre
$\frac{NI}{l}$: At/cm du circuit magnétique.

Pertes par traînage :

$$R_1 = t\,l\left(\frac{f}{800}\right)$$

t coefficient de pertes par traînage en Ω/H

La résistance totale équivalente due aux pertes dans le circuit magnétique est :

$$R_{fer} = R_F + R_h + R_t$$

• **Coefficient de température.** Il produit une faible variation de la perméabilité linéaire en fonction de la température :

$$C_T = \frac{\Delta\mu}{\mu}/°C$$

La valeur de la perméabilité pour une température donnée (θ) est :

$$\mu\theta = \mu 20\left[1 + \left(\frac{\Delta\mu}{\mu}\right)/°C \times (\theta - 20)\right]$$

$\mu\theta$: perméabilité à la température θ.
$\mu 20$: perméabilité donnée par le constructeur à 20 °C.

Le coefficient de température peut être légèrement négatif pour les poudres convenant aux fréquences élevées; on obtient ainsi une compensation à la dérive des bobinages dont le cuivre a un coefficient de température positif.

• **Dérive en fonction du temps.** Les circuits magnétiques sont stabilisés par un vieillissement accéléré, leur dérive est très faible.

• **Dérive en fonction de l'humidité :** Elle est pratiquement nulle.

• **Dérive en fonction du champ magnétique :**

alternatif : en limitant l'induction à 0,3 T on note une légère augmentation de la perméabilité, de 0,45 % pour les poudres entre 0,1 et 5 MHz, de 0,2 % pour les poudres entre 2 et 20 MHz et de 0,1 % pour les poudres utilisables entre 10 et 100 MHz.

• **Continu superposé :** provoque une légère diminution de la perméabilité à condition de ne pas saturer le circuit.

$\frac{\Delta\mu}{\mu}$ / At/cm : entre -10^{-6} et $-5 \cdot 10^{-6}$ selon les poudres.

Le tableau ci-après donne les caractéristiques des poudres fabriquées par *Oréga*.

Référence	Fréquences d'utilisation MHz	Perméabilité toroïdale μtor	Densité	Pertes			C_T 10^{-6}
				$F \cdot 10^{-4}$ Ω/H	h Ω/H/A t	t Ω/H	
57 317	0,1-5	16-18	6	<10	<15	<5	15-20
57 453			6,2				
57 229	2-20	11-14	5,3	<3	<3	<1	5-10
57 413			5,2				
57 436	10-100	8-10	4,4	<0,8	<1	<0,7	±3
57 364			4,4				
57 448			4,6				

Les poudres 57 436 et 57 364 sont destinées à être injectées, les autres doivent être moulées. On remarque que plus les poudres sont prévues pour monter en fréquence, plus leur densité diminue. En effet le diamètre des grains de fer diminue et la proportion de matière plastique augmente.

L'imprégnation des circuits magnétiques moulés s'effectue généralement aux vernis dont la température de polymérisation est inférieure à 165 °C. Pour les circuits injectés, il ne faut pas dépasser 80 °C, étant donnée la température de ramollissement plus basse des plastiques utilisés pour faciliter l'injection.

• **Montage des circuits magnétiques :** Ils doivent être montés sur une base rigide indéformable. Aucune pièce métallique ne doit se trouver à moins de 10 mm des circuits, pour éviter toute perte supplémentaire.

5.3. Le calcul de la self-induction

• **Self-induction d'une bobine sur un tore de section carrée ou rectangulaire :**

$$L = 4{,}6\, n^2 . \log_{10} \frac{D}{d} h . \mu_{tor} . 10^{-3}$$

• **Self-induction d'une bobine sur un tore circulaire :**

$$L = \pi n^2 \left[\sqrt{D} - \sqrt{d}\right]^2 \mu_{tor} . 10^{-3}$$

• **Self-induction d'une bobine montée au centre d'un tore de section circulaire, carrée ou rectangulaire :**

$$L = \frac{4n^2}{d'} [\mu_{tor} S_{tor} + S_s] . 10^{-3}$$

$$d' = \frac{D - d}{2{,}3 \log_{10} \frac{D}{d}}$$

avec : L en μH, n : nombre de spires, D : diamètre extérieur du tore, en cm, d : diamètre intérieur du tore en cm, h : hauteur du tore en cm, S_s : surface entre la bobine et le tore en cm², S_{tor} : surface interne du tore magnétique en cm².

Ces formules sont valables pour une bobine ayant un nombre de tours suffisant pour former une couche également répartie sur toute la longueur du tore; la section du fil doit être petite devant la section du tore. Elles sont assez précises et d'un emploi pas trop difficile.

• **Inductance spécifique AL.** C'est l'inductance d'une spire sur un tore ou dans un pot en nH.

• **Facteur de qualité Q**

$$Q = \frac{L\omega}{R_T}$$

R_T est la résistance totale incluant : la résistance du fil (R_{DC}), la résistance des pertes dans le fer (R_{fer}) étudiée au paragraphe prédécent, la résistance des

pertes dans le cuivre par courants de Foucault (R_{cuivre}), la résistance due aux pertes dans l'isolant du fil (R_i) et la résistance provoquée par la capacitance de la bobine (R_c). Pour cette dernière cause de pertes on peut utiliser la formule suivante :

$$Q = \frac{Q_a}{1 - \frac{C_p}{C}}$$

Q_a est le facteur de qualité apparent, C_p : la capacité de la bobine et C : la valeur de la capacité d'accord du circuit. Ces différentes résistances sont difficiles à mesurer; le point principal est de savoir comment évolue le facteur de qualité en fonction de la fréquence. En ne considérant que les pertes dans le matériel magnétique qui donne Q_m et les pertes dans l'enroulement $Q_c = \frac{L\omega}{R_{DC}}$, on a :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_e}$$

Q_m diminue avec la fréquence et Q_e augmente; lorsque $Q_m = Q_e$ on a :

$$Q_{max} = \frac{Q_m}{2} = \frac{Q_e}{2}$$

En conséquence, le nombre de spires de la bobine doit être adapté à la fréquence d'accord. Plus cette fréquence est basse, pour un même matériau magnétique, plus on a intérêt à augmenter le nombre de spires et à diminuer la valeur de la capacité d'accord.

5.4. Les différents modèles

LES BATONNETS

Ils peuvent être réglables ou non.

Les *bâtonnets non réglables* sont les plus simples. Les lignes de force magnétiques se referment partiellement à travers le fer et partiellement dans l'air. Par suite de cet entrefer infini et d'une grande dispersion de flux, il est difficile de déterminer la valeur exacte de la perméabilité, d'où le nombre de spires nécessaires pour une valeur de self-induction. On les emploie rarement dans les circuits accordés qui nécessitent une précision supérieure. On les réserve plutôt pour les bobines d'arrêt dont la valeur n'est pas critique. A ce moment on noie les fils de sortie dans le bâtonnet qui peut être soudé dans le circuit comme une résistance. De plus, la bobine peut être imprégnée et parfaitement protégée.

Les fils de sortie peuvent être disposés comme pour une résistance, ou parallèles d'un même côté pour insertion sur une plaquette de circuit imprimé.

Les bâtonnets bobinés peuvent être insérés dans un cylindre de fer H.F., on obtient ainsi une augmentation de la perméabilité effective et un blindage contre toute induction parasite.

La figure 7-5 montre le principe de ces différents bâtonnets, bobinés ou non. Il s'agit généralement de bobines miniatures.

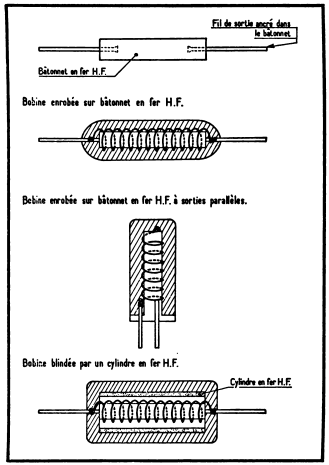

Fil de sortie ancré dans le bâtonnet
Bâtonnet en fer H.F.
Bobine enrobée sur bâtonnet en fer H.F.
Bobine enrobée sur bâtonnet en fer H.F. à sorties parallèles.
Bobine blindée par un cylindre en fer H.F.
Cylindre en fer H.F.

Fig. 7-5. — Bâtonnets en fer H.F., bobinés ou non.

Les bâtonnets nus peuvent être employés aux fréquences données sur le tableau du paragraphe précédent en fonction du type de poudre. Leur perméabilité apparente est faible, entre 1,15 et 2. Les bâtonnets bobinés présentent une inductance comprise entre 100 µH et 1 mH.

Les *bâtonnets réglables* par une vis en fer H.F. en leur centre, ne sont pratiquement plus fabriqués.

LES VIS

Elles rendent réglables les pots en fer H.F. et les supports en matière synthétique qui comportent un pas de vis en leur centre.

Elles sont obtenues à partir d'un bâtonnet pressé dont le filetage est usiné par rectification. Elles peuvent être livrées nues, ou imprégnées à la cire ou au vernis. Un ciment déposé selon une génératrice sert de frein, afin d'éviter un déréglage sous l'effet des vibrations. Les modèles catalogués ont les dimensions suivantes : diamètre : entre 3,5 et 8,7 mm, longueur : entre 6 et 20 mm, pas de vis; 0,5 ou 0,75 mm, perméabilité apparente : entre 1,3 et 2, commande par fente pour tournevis, ou hexagonale. Ces modèles peuvent être fabriqués avec les différentes poudres étudiées.

Les vis en fer H.F. servent uniquement à régler facilement et avec précision les bobinages. Il ne s'agit pas ici d'obtenir une perméabilité importante et de réduire ainsi le nombre de spires.

Une petite vis dans un support recevant un bobinage important doit permettre d'obtenir une variation d'induction minimale de ± 10 %. Une vis de la même longueur que la bobine permet d'avoir une variation d'induction maximale de ±50 % .C'est-à-dire qu'entre la vis complètement sortie du mandrin et la vis au centre de la bobine on obtient une variation du simple au double de la valeur de self-induction.

Les supports synthétiques peuvent être en bakélite, en rilsan ou en. polyéthylène. Ils comportent les organes de fixation sur le circuit imprimé. Les catalogues des fournisseurs comportent un grand nombre de modèles adaptés aux différentes utilisations. La figure 7-6 en donne trois exemples.

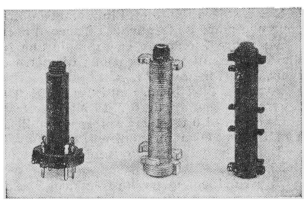


Fig. 7-6. — Supports plastiques contenant une vis en fer H.F. (*Orega*).

Note : Les vis en fer H.F. et les vis métalliques non magnétiques

La vis en fer H.F. augmente la perméabilité par rapport à l'air et de ce fait augmente la valeur de la self-induction d'une bobine lorsqu'elle est placée en son centre. Elle améliore également le coefficient de surtension, donc la courbe de sélectivité. Par contre, une vis en laiton ou en aluminium court-circuite les lignes de force du champ magnétique et provoque une diminution du coefficient de self-induction. Corrélativement, on observe une diminution du coefficient de surtension et un amortissement de la courbe de sélectivité. C'est pourquoi, en télévision et dans les circuits à bande large, on préfère les vis en métal non magnétique. La plage de réglage est du même ordre de grandeur qu'avec les vis en fer H.F.; c'est-à-dire que la valeur de la self-induction d'une bobine peut être diminuée de moitié par l'introduction d'une vis en laiton ou en aluminium.

Les bâtonnets à tige filetée

Les vis en fer H.F. ne conviennent pas pour le matériel professionnel. On leur préfère les bâtonnets munis d'une tige filetée en cuivre recouverte de nickel ou d'argent. En effet, le pas d'une tige filetée est beaucoup plus fin que le pas qui peut être usiné sur une vis en fer H.F. Donc un tour complet correspond à un déplacement linéaire plus faible; le réglage est plus précis et plus stable (fig. 7-7).

La tige filetée est assez longue, afin que le système de guidage métallique soit hors du champ magnétique de la bobine.

Modèles catalogués : diamètre du bâtonnet : 3, 2 à 9,3 mm, longueur du bâtonnet : 9 à 38 mm, diamètre de la tige : 1,5 à 4 mm, longueur de la tige : 16 à 60 mm, pas du filetage : 0,30 ,0,40, 0,45, 0,60 mm. Commande par tournevis. Ces modèles sont fabriqués avec les différentes poudres.

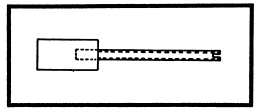


Fig. 7-7. — Bâtonnet en fer H.F. à tige filetée.

Les tores

Les tores sont moulés et rectifiés; ils peuvent être fabriqués avec les différentes poudres pour moulage. Ils sont rectifiés pour obtenir une bonne précision des cotes. Leur section peut être rectangulaire, carrée, circulaire ou ovale.

On sait qu'un tore permet d'obtenir la perméabilité apparente et le facteur de qualité les plus élevés, car le champ magnétique est concentré dans le tore. Les pertes sont réduites et un petit blindage près du tore n'introduit pas des pertes appréciables.

Pour calculer le nombre de spires le fabricant donne l'inductance spécifique de chacun de ses tores. La formule classique est :

$$N = \sqrt{\frac{10^9 . L}{A_L}}$$

N : nombre de tours, L en henrys, A_L en nanohenry/spires au carré.

$$L = N^2 A_L . 10^{-9}$$

ou

$$A_L = 10^9 L/N^2$$

Le fabricant donne parfois un tableau indiquant le nombre de spires des différents diamètres de fil qui peuvent être bobinés sur le tore à spires pointives, l'inductance obtenue et le coefficient de surtension, pour une plage de fréquence d'accord avec la valeur de capacité nécessaire.

La figure 7-8 donne en exemple une inductance fixe miniature bobinée sur tore. Ses dimensions sont : diamètre extérieur, 7,5 mm; diamètre intérieur, 5 mm; hauteur, 2 mm.

Avec du fil à brins multiples 18 × 0,05 et 38 spires, on obtient 1,9 µH couvrant la gamme de 6 à 19 MHz avec Q compris entre 142 et 113.

Avec du fil 0,12 et 115 spires, on obtient 17,5 µH couvrant la gamme de 2 à 6 MHz avec Q compris entre 97 et 123.

Dans les deux cas le condensateur aux bornes est compris entre 300 et 30 pF.

Il est évident qu'un tore ne peut être réglable.

Les tores nus catalogués par *Oréga* ont les caractéristiques suivantes : diamètre extérieur D : entre 4 et 120 mm, diamètre intérieur d : entre 2 et 100 mm, hauteur h : 1,5 à 20 mm, A_L dépend des dimensions du tore et de la poudre utilisée; poudre 0,1 à 5 MHz : A_L entre 3,6 et 77, poudre 2 à 20 MHz : A_L entre 2,6 et 55, poudre 10 à 100 MHz : A_L entre 2,3 et 48.

Les pots

Les pots peuvent être fermés, coupés, ou fermés et réglables (fig. 7-9). Ils sont fabriqués avec les différentes poudres. Avec les pots fermés le circuit magnétique est complet; le champ de dispersion est faible et le blindage peut être proche du pot sans entraîner des pertes appréciables. La vis en fer H.F. permet une variation de self-induction allant jusqu'à ± 20 % pour les pots fermés réglables.

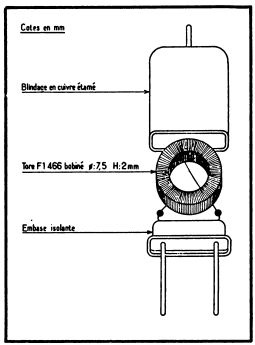


Fig. 7-8. — Inductance fixe miniature sur tore (*Oréga*).

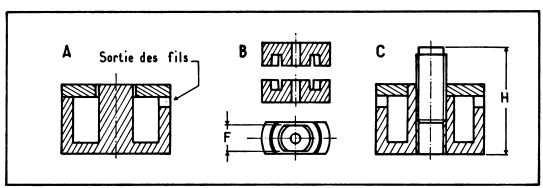


Fig. 7-9. — Pots fermés (A), coupés (B) et fermés réglables (C).

Le bobinage est effectué à spires jointives ou en vrac dans une carcasse plastique appropriée au pot.

Les différents modèles catalogués par *Oréga* sont les suivants :

• **Pots fermés fixes (A)** (fig. 7-9) Diamètre extérieur D : 26 à 75 mm, hauteur h : 20 à 40 mm, surface utile intérieure : 50 à 210 mm², A_L : 73 à 140.

• **Pots coupés fixes (B)** : Diamètre extérieur D : 24,2 mm, hauteur h : 11,2-14,5 mm, largeur l : 8-10 mm, surface utile intérieure : 20-24 mm², A_L : 40-55.

• **Pots fermés réglables (C)** : Diamètre extérieur D : 21,9-30 mm, hauteur h : 11,5-16,5 mm, surface utile intérieure : 20-65 mm², A_L : 43-52.

• **Pot fermé subminiature** (fig. 7-10) : Diamètre extérieur D : 6,2 mm, hauteur h : 10 mm, surface utile intérieure : 3 mm², A_L : 4 $\pm$ 12 %. La figure 7-11 donne l'inductance en μH en fonction du nombre de tours, ainsi que le diamètre du fil à employer.

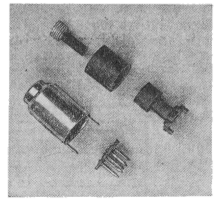


Fig. 7-10. — Pièces constitutives d'un pot fermé miniature (*Oréga*). On distingue la vis de réglage, la paroi extérieure et la partie inférieure du pot, ainsi que le blindage avec ses pattes de fixation et la pièce isolante avec ses casses de sortie pour circuit imprimé.

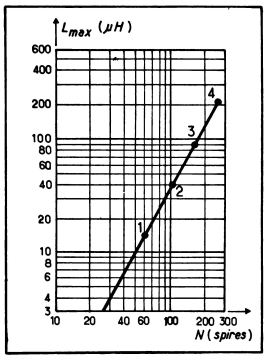


Fig. 7-11. — Inductance en µH en fonction du nombre de spires dans le pot fermé subminiature *Oréga*. Diamètre du fil : entre 0-1 : 0,12 mm; entre 1-2 : 0,10 mm; entre 2-3 : 0,08 mm; entre 3-4 : 0,05 mm.

• **Cas général :** L'abaque de la figure 7-12 donne le nombre de spires à placer dans un pot d'A_L déterminé pour obtenir une valeur d'inductance donnée. Cet abaque sert aussi bien pour les pots en fer H.F. que pour les pots en ferrite.

6. LES SUPPORTS MAGNÉTIQUES NON MÉTALLIQUES : LES FERRITES

6.1. La fabrication

Ce sont les courants de Foucault qui limitent l'emploi des noyaux métalliques dans les bobinages. En H.F. on est obligé de réduire le métal en poudre,

et la perméabilité est faible. Si on peut augmenter suffisamment la résistivité de la matière magnétique, les pertes sont alors réduites et l'utilisation sous forme de noyaux massifs peut être envisagée.

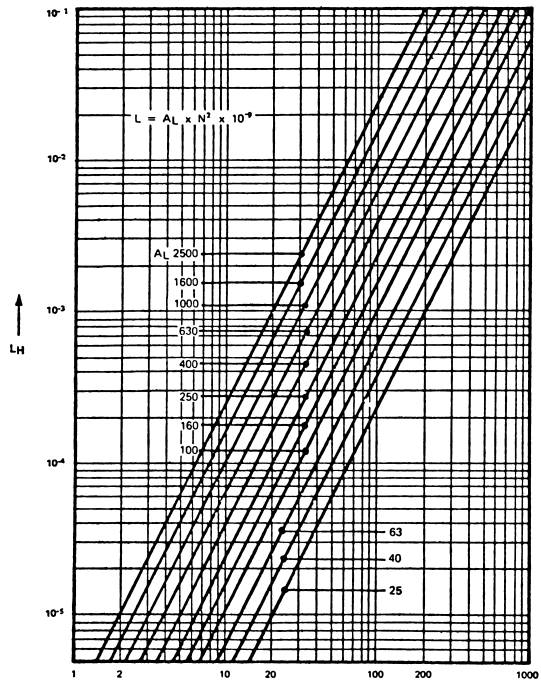


Fig. 7-12. — Abaque donnant le nombre de spires à placer dans un pot d'AL déterminé pour obtenir une valeur d'inductance donnée.

Les ferrites sont des céramiques magnétiques dont la résistivité est comprise entre 10^3 et 10^8 Ω . cm (fer 10^{-5} Ω . cm), et dont la perméabilité peut atteindre 10 000 dans certains cas.

Ce sont des oxydes binaires de la forme MFe_2O_4 dans lesquels M représente un ou plusieurs métaux bivalents tels que le nickel, le manganèse, le zinc, le magnésium, le cuivre, etc.

Ils appartiennent au groupe des ferrites magnétiques doux à structure cubique analogue à celle de la magnétite Fe_3O_4 et à celle du spinelle minéral $MgAl_2O_4$.

Les principaux ferrites utilisés sont à structure spinelle, d'autres sont à structure hexagonale ($Ba_6Fe_2O_3$) ou à structure grenat ($M_3Fe_5O_{12}$, M étant un métal trivalent).

La fabrication s'effectue comme celle des céramiques, mais sous atmosphère inerte et avec des cycles de température rigoureusement contrôlés.

Les différents constituants sont broyés très finement et longuement mélangés. Puis ils sont frittés à une température inférieure à celle de la fusion, sous pression mécanique (environ 1200 °C) et sous atmosphère inerte. Le cycle de refroidissement est très important.

Les pièces subissent au frittage un retrait linéaire moyen de 22 %. C'est pourquoi les dimensions des noyaux sont prévues sur les catalogues avec une tolérance de ± 2 %, avec une valeur minimale de ± 0,15 mm. Dans le cas où on exige des tolérances plus serrées, il faut prévoir une rectification ultérieure. C'est le cas des entrefers, par exemple, où on peut atteindre une précision de ± 0,01 mm.

On peut assembler les pièces rectifiées à l'aide d'une colle telle que l'araldite, sans qu'il en résulte un entrefer de plus de quelques microns.

Bien que les ferrites soient insensibles à l'eau, il est recommandé d'imprégner les pièces pour leur emploi dans les circuits de haute qualité.

La présence d'un entrefer est nécessaire dans les circuits magnétiques en ferrite pour réduire les pertes magnétiques, l'influence des variations de température et la distorsion non linéaire.

D'autre part, le choix de la valeur de l'entrefer permet d'obtenir la surtension optimale d'une bobine par égalisation des pertes ferro-magnétiques et électriques.

Les principaux ferrites fabriqués sont les ferrites de manganèse et de zinc pour les fréquences inférieures à 1,5 MHz, les ferrites de nickel et de zinc entre 0,5 MHz et 200 MHz, les ferrites de cuivre et de manganèse pour les mémoires magnétiques et les ferrites de nickel, de cuivre et de cobalt pour les pièces spéciales pour transducteurs piézo-magnétiques.

6.2. Les caractéristiques

Les définitions des caractéristiques générales données pour les noyaux en fer H.F. sont également valables pour les ferrites (§5.2). En particulier on conserve les mêmes définitions pour les différentes perméabilités, les pertes mesurées par les formules de Jordan, le coefficient de température. Les calculs de self induction, d'inductance spécifique A_L, de facteur de qualité (§ 5.3), ainsi que l'abaque de la figure 7-12 sont applicables aux ferrites.

On rencontre sur les tableaux des caractéristiques des ferrites plusieurs définitions complémentaires qu'il faut connaître :

• **Perméabilité initiale** μ_i. C'est le rapport entre la variation d'induction ΔB et la variation de champ ΔH correspondante à l'origine de la courbe de première aimantation, dans un tore et pour une très faible amplitude de la composante alternative du champ : $\Delta B < 0{,}001$ T.

• **Désaccommodation : DF.** C'est la variation relative de la perméabilité initiale dans le temps lorsque les autres facteurs restent inchangés. Elle est généralement mesurée après 10 mn (t_1) et après 100 mn (t_2). Lorsqu'on utilise un circuit magnétique avec entrefer, elle est réduite dans le rapport $\mu e/\mu_i$. Le facteur de désaccommodation augmente légèrement avec la température.

• **Coefficient de température relatif ou facteur de température : TF.** C'est le rapport du coefficient de température T_c par la perméabilité initiale; il est constant pour un matériau donné.

• **Point de Curie :** On sait que c'est la température à laquelle les noyaux perdent leurs propriétés magnétiques. Pour les ferrites et pour des commodités de contrôle en fabrication, c'est la température pour laquelle la perméabilité initiale reprend la valeur qu'elle avait à 20 °C. En effet, la perméabilité initiale augmente avec la température, atteint une valeur maximale au véritable point de Curie, puis diminue très rapidement.

Principaux modèles catalogués

Les tableaux ci-après donnent les ferrites cataloguées par R.T.C. et par L.C.C.

La figure 7-13 donne l'évolution de la tg de l'angle de pertes en fonction de la fréquence pour les différentes ferrites *L.C.C.* Il est intéressant de connaître l'allure des courbes de la perméabilité en fonction de la température jusqu'au point de Curie. On note souvent une variation du simple au double de μi à 20 °C et au point de Curie (fig. 7-14). Un courant continu superposé dans la bobine sur le ferrite provoque une diminution rapide de μi à mesure que le champ H (A/m) dépasse 10 A/m pour les ferrites Mn-Zn. Enfin, les pertes progressent d'une façon logarithmique en fonction de la fréquence (fig. 7-15); elles augmentent également en fonction de la température.

6.3. Les normes et spécifications

— NF C 83 310. Noyaux d'inductances et de transformateurs destinés aux télécommunications (C.E.C.C. 25.000).

— NF C 83 311. Noyaux destinés aux bobines d'inductance (C.E.C.C. 25.100).

— NF C 83 312. Noyaux destinés aux transformateurs linéaires (C.E.C.C. 25.200).

— NF C 93 320. Ferrites magnétiques classe A à usage grand public. Bâtonnets, noyaux en U, bagues pour tubes cathodiques.

— NF C 93 323. Éléments inductifs et circuits magnétiques en pots en ferrite pour transformateurs.

— NF C 93 324. Circuits magnétiques en pots en ferrite pour bobines d'inductance.

— NF C 93 331. Composants magnétiques et ferrites : bobines de faible valeur d'inductance ajustables ou non.

— C.E.I. 125. Classification générale des matériaux en oxydes ferromagnétiques et définition des termes.

— C.E.I. 133. Dimensions des circuits magnétiques en pots en oxydes ferromagnétiques et pièces associées.

— C.E.I. 205. Calcul des paramètres effectifs des pièces ferromagnétiques.

— C.E.I. 220. Dimensions des tubes et petits bâtonnets en oxydes ferromagnétiques.

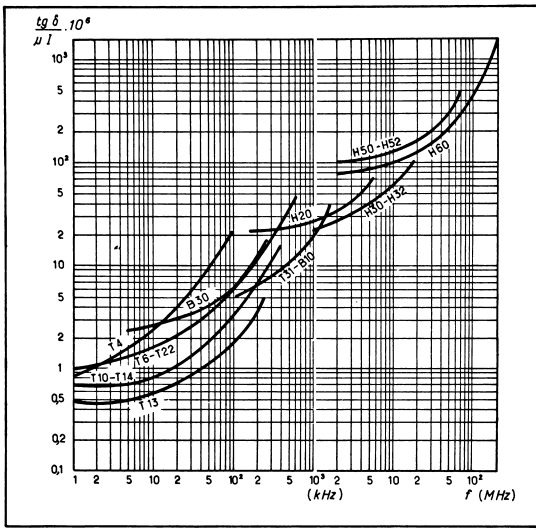


Fig. 7-13. — Variation de tg δ/μi en fonction de la fréquence (L.C.C.).

— C.E.I. 221. Dimensions des vis magnétiques en oxydes ferromagnétiques.

— C.E.I. 223. Dimensions des bâtonnets et des plaques d'antenne en oxydes ferromagnétiques.

— C.E.I. 226. Dimensions des noyaux en croix (X) en oxydes ferromagnétiques et pièces associées.

— C.E.I. 281. Noyaux magnétiques destinés aux mémoires.

— C.E.I. 367. Noyaux pour bobines d'inductance et transformateurs.

— C.E.I. 392. Directives pour l'établissement des spécifications relatives aux ferrites pour hyperfréquences.

— C.E.I. 401. Information sur les matériaux ferrites figurant sur les catalogues des fabricants.

— C.E.I. 431. Dimensions des noyaux carrés (RM) en oxydes magnétiques et pièces associées.

— C.E.I. 492. Méthode de mesure des bâtonnets d'antenne.

— C.E.I. 525. Dimensions des tores constitués en oxydes magnétiques ou de poudre de fer.

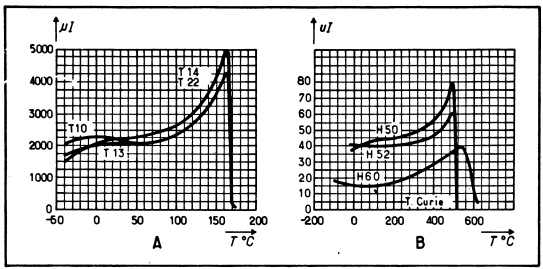


Fig. 7-14. — Variation de μ_i en fonction de la température jusqu'au point de Curie, en A pour certains ferrites Mn—Zn; en B pour des ferrites Ni—Zn (L.C.C.).

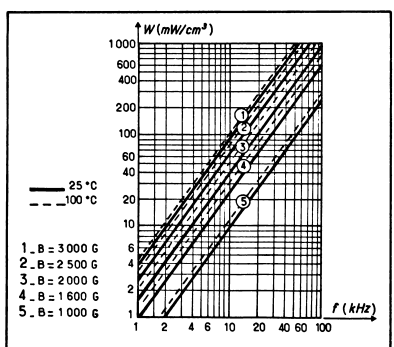


Fig. 7-15. — Variation des pertes en fonction de la fréquence et de la température pour différentes inductions et pour un ferrite au Mn—Zn T22 (L.C.C.).

On voit par l'importance des normes concernant les ferrites le développement considérable que ces composants ont pris dans le domaine des télécommunications.

FERRITES *R.T.C.*

Qualité	μ_i à B ⩽ 0,1 mT 20 °C	Induction à H A/m	Induction B mT à 25 °C	$\frac{\lg \delta}{\mu_i} 10^{-6}$ à B ⩽ 0,1 mT Angle de pertes	$\frac{\lg \delta}{\mu_i} 10^{-6}$ à B ⩽ 0,1 mT à f	Coef. hystérésis $\eta_B . 10^{-3} T^{-1}$ B = 0,3 −1,2 mT / = 100 kHz	Coef. hystérésis $\eta_B . 10^{-3} T^{-1}$ B = 1,5 −3 mT / = 4 kHz	Coef. temp. CT $10^{-6}/°C$ à B ⩽ 0,1 mT CT	Coef. temp. CT $10^{-6}/°C$ à B ⩽ 0,1 mT à θ °C	ρ Ω . m	D . F 10 et 100 mn 10^{-6}	Point de Curie °C
FXC3 (Mn-Zn) < 1 500 kHz												
3 B	900	800	345	⩽50	450 kHz			0 +3	+25 +55	⩾0,2	⩽10	⩾150
3 B5	1 400	800	400	⩽300	1 MHz	⩽1,5		0 +2,3	+25 +55	⩾0,2	⩽7,5	⩾150
3 B7	2 300	800	430	⩽5	100 kHz		⩽1,1	−0,6 +0,6	+25 +70	⩾1	⩽4,3	⩾170
3 B8	2 300	800	490	⩽5	100 kHz		⩽1	0 +2	+25 +55	⩾1	⩽4,3	⩾200
3 C2	900	800	350					0 +4,5	+25 +55	⩾0,9		⩾150
3 C6	1 700	800	290							⩾1		⩾190
3 C8	2 000	800	330							⩾1		⩾200
3 D3	750	800	350	⩽8	100 kHz	⩽1,8		1 ±1	+25 +70	⩾1,5	⩽12	⩾150
3 E1	3 800	800	350	⩽200	500 kHz		⩽1,1	1 ±1	−15 +70	⩾0,3		⩾125
3 E2	500	800	355	⩽15	500 kHz		⩽1,1			⩾0,1	⩽1,9	⩾130
3 E3	10 000	800	380	⩽50	500 kHz		⩽1,1			⩾0,05	⩽1,9	⩾125
3 E4	4 700			⩽200	500 kHz		⩽0,85	1 ±1	+25 +70	⩾0,3	⩽4,3	⩾125
3 E5	10 000			⩽100	100 kHz		⩽1,1	1 ±1	+25 +70		⩽4,3	⩾125
3 H1	2 300	800	360	⩽5	100 kHz		⩽1,1	1 ±0,5	+25 +70	⩾1	⩽4,3	⩾130
3 H2	2 300	800	400	⩽4	100 kHz		⩽1,1	1,2 ±0,6	+25 +70	⩾1	⩽4,3	⩾160
3 H3	2 000			2 ±0,5	100 kHz		⩽0,5	0,7 ±0,25	+25 +70		⩽3	⩾160
FXC4 (Ni-Zn) 500 kHz à 100 MHz												
4 A1	600	800	290	⩽150	1 MHz			0 +6	+25 +55	⩾10³		⩾135
4 A4	500	800	270	⩽70	1,5 MHz			10 ±5	+25 +70	⩾10³	⩾5	⩾135
4 A10				⩽70	2 MHz			−5 +5	+25 +55	⩾10⁴		⩾180
4 B1	250	1 600	325	⩽140	1 MHz			0 +8	+25 +55	⩾10³		⩾250
4 C5	100	2 400	340	⩽150	10 MHz			−20 +20	+25 +55	⩾10³	⩽10	⩾320
4 C6	120			⩽100	10 MHz			3 ±3	+25 +55	⩾10³	⩽10	⩾350
4 E1	15	4 800	175	⩽300	10 MHz			0 ±15	+25 +55	⩾10³		⩾500

FERRITES *L.C.C.* (Thomson-C.S.F.)

Qualité	μi à B ⩽ 0,1 mT, 20 °C	Induction à H A/m	Induction B mT à 25 °C	$\frac{tg\,\delta}{\mu i}$ 10^{-6} à B ⩽ 0,1 mT — Angle de pertes	$\frac{tg\,\delta}{\mu i}$ 10^{-6} à B ⩽ 0,1 mT — à f	Coef. hystérésis η B 10^{-3} T^{-1} — B = 0,4 mT	Coef. hystérésis η B 10^{-3} T^{-1} — B = 2 mT	TF $= \frac{\Delta\mu i}{\mu i^2 \Delta t}$ 10^{-6}/°C — +5 à +25 °C	TF $= \frac{\Delta\mu i}{\mu i^2 \Delta t}$ 10^{-6}/°C — +25 à +55 °C	ρ Ω . m	D.F. 10 et 100 mn 10^{-3}	Point de Curie °C
Ferrinox T pour télécommunications (Mn-Zn) < 1 500 kHz												
T4	6 000	800	350	⩽4,5	10 kHz	⩽0,67	⩽0,75		0,5 ± 1	0,5	3	⩾130
T6	4 000	800	410	⩽4,5	30 kHz	⩽0,67	⩽0,75		0,5 ± 1	0,5	4	⩾160
T10	2 200	1 600	400	⩽5	100 kHz	⩽0,9	1	0 ± 0,6	0 ± 0,6	2	3	⩾160
T13	2 000	1 600	380	⩽3	100 kHz	⩽0,67	⩽0,75	1 ± 0,5	1 ± 0,5	2	2	⩾160
T14	2 200	1 600	400	⩽5	100 kHz	⩽0,67	⩽1	0,65 ± 0,35	0,65 ± 0,35	2	2	⩾160
T22	2 200	1 600	460	⩽8	100 kHz	⩽1,6	⩽1,75		0 + 3	1	5	⩾180
T31	650	1 600	420	⩽25	1 MHz	⩽1,6	⩽1,75		0 ± 2,5	10	<12	⩾200
Ferrinox B pour usages industriels et grand public (Mn-Zn) < 1 500 kHz												
B10	650	1 600	420	⩽30	1 MHz				0 + 3	10		⩾220
B30	1 600	1 600	410	⩽28	300 kHz				0 + 3	2		⩾170
B42	2 000	1 600	460							1		⩾180
B50	2 500	1 600	480							1		⩾180
Ferrinox H hautes fréquences pour télécommunications (Ni-Zn) 500 kHz-50 MHz												
H32	80	4 800	350	⩽100	10 MHz				+1 + 6	>10^3	20	⩾400
H52	40	4 800	300	⩽400	40 MHz				9 + 10	>10^3		⩾450
Ferrinox H hautes fréquences pour usages industriels et grand public (Ni-Zn) 500 kHz-200 MHz												
H20	250	1 600	300	⩽50	2 MHz				−5 +5	>10^3		⩾320
H30	100	4 800	350	⩽100	10 MHz				0 +15	>10^3		⩾400
H50	40	4 800	300	⩽250	20 MHz				0 + 40	>10^3		⩾450
H60	15	16 000	270	⩽300	40 MHz				−50 −0	>10^3		⩾550

6.4. Les différents modèles

LES BATONNETS, BARREAUX ET TUBES (C.E.I. 220)

Ils sont utilisés comme noyaux magnétiques dans le domaine des fréquences radioélectriques. Ils permettent d'augmenter l'inductance des bobines à air, sans introduire d'amortissement grâce à leurs très faibles pertes. On obtient une surtension élevée et une large plage de réglage. On distingue :

• **Les petits bâtonnets** montés comme noyaux pour les bobinages H.F. miniatures.

• **Les bâtonnets pour antenne-cadre** sont en ferrite Ni-Zn 4 A 10 ou H20, diamètre : 6-8-10 mm, longueur entre 100 et 240 mm, donnant un Q à 1,5 MHz compris entre 115 et 190 (C.E.I. 223-C.E.I. 492).

• **Les tubes et perles** peuvent être enfilés sur les conducteurs électriques. Ils permettent, ainsi, d'augmenter l'inductance et la résistance d'amortissement du circuit pour les différents courants parasites. On utilise, ici, l'augmentation très rapide de leurs pertes aux fréquences élevées pour amortir les parasites.

R.T.C. vient de sortir trois nouveaux ferrites pour cet usage :

— 3S1 gamme de fréquence : 1 à 50 MHz, matériau facilement saturé par la présence du courant continu. Un tube de 10 mm de longueur présente une impédance de 79 Ω à 1 MHz et de 128 Ω à 3 MHz.

— 3S2 gamme de fréquence : 40 à 60 MHz. Impédance d'un tube de 10 mm : 93 Ω à 30 MHz, 120 Ω à 100 MHz.

— 4S3 gamme de fréquence : 100 à 300 MHz, limite 1 GHz. Impédance d'un tube de 10 mm : 121 Ω à 100 MHz et 134 Ω à 300 MHz.

• **Les bâtonnets filetés** C.E.I. 221). Ils se vissent dans les supports de bobinages taraudés en matière plastique. Afin de ne pas casser les noyaux, il est recommandé d'utiliser un tournevis de réglage en matière plastique à lame arrondie Ferrite Mn-Zn ou Ni-Zn selon la fréquence; ⌀ : 3,70-4,60 6,60 mm, pas 0,5-0,75-1 mm, longueur entre 10 et 20 mm.

• **Les vis surmoulées** sont adoptées pour le réglage des pots; elles sont constituées par une vis en ferrite surmoulée par une pièce de réglage en matière plastique. On peut également surmouler un bâtonnet lisse.

LES TORES (C.E.I. 525)

Ils permettent d'obtenir des inductances élevées, à volume réduit, entraînant des fuites magnétiques minimales. Ils sont avantageux lorsque des couplages serrés sont désirés. Ils sont utilisés pour la fabrication : des transformateurs d'impulsions, transformateurs à large bande, transformateurs de symétrie et adaptateurs d'impédance, ainsi que pour les bobines de charge, convertisseurs, lignes à retard, bobines pour fréquences radioélectriques, antiparasitage...

Ils existent en ferrites Mn-Zn et Ni-Zn jusqu'à 100 MHz. Les catalogues donnent les dimensions des tores et le coefficient A_L pour différents ferrites. Le diamètre extérieur est compris entre 4 et 63 mm. Pour les ferrites Mn-Zn, A_L peut être choisi entre 350 et 6000 nH. Pour les ferrites Ni-Zn, A_L est compris entre 16 et 100 nH. *L.C.C.* publie un abaque donnant le nombre de spires pour obtenir une inductance désirée en fonction de la dimension du tore et du A_L du ferrite.

LES CIRCUITS U.E.I. POUR TRANSFORMATEURS ET INDUCTANCES POUR .H.F. A BASSES INDUCTIONS

Ces circuits permettent d'étendre vers les H.F. la technique de bobinage des transformateurs tôlés. Les noyaux ont une section rectangulaire, carrée ou circulaire. Les circuits magnétiques sont obtenus en plaçant deux noyaux E, deux noyaux U face à face, ou un noyau E et un noyau I. Les surfaces en regard sont soigneusement rectifiées de façon à diminuer l'entrefer, d'où la réluctance du circuit et à profiter de la perméabilité du noyau. Il est conseillé de coller les noyaux à la résine époxy.

Si un entrefer est nécessaire, pour réduire l'influence du courant continu superposé ou les dispersions de fabrication, on peut l'obtenir, soit en intercalant des cales d'épaisseur entre les deux pièces du circuit, soit en rectifiant la jambe centrale de la valeur voulue.

La figure 7-16 donne un abaque permettant de calculer l'action d'un entrefer sur la perméabilité initiale d'un noyau. Il concerne tous les types de circuits pouvant avoir un entrefer. Connaissant la perméabilité initiale ou la perméabilité relative donnée pour le ferrite utilisé, la longueur du circuit magnétique l, l'épaisseur totale de l'entrefer ε, on en déduit le rapport ε/l; on aligne ces deux valeurs et on obtient sur l'échelle centrale le rapport de la perméabilité effective sur la perméabilité initiale. Ce rapport obtenu est également valable pour chiffrer la réduction des pertes, du coefficient de température et de la désaccommodation.

Étant donné que la rectification des noyaux est onéreuse, *L.C.C.* produit des noyaux E doubles cassés en deux parties sensiblement égales. En montant ensemble ces deux pièces on obtient un entrefer très réduit. Le circuit magnétique est constitué, en fait, par une seule pièce pressée et frittée dont les caractéristiques sont uniformes.

Il existe un grand nombre de pièces en EI cataloguées spécialisées en fonction de leurs utilisations : transformateurs B.F., de blocking lignes et trames en télévision, inductances et transformateurs de téléphonie, pour l'information ou la mesure, pour les alimentations à découpage.

Les noyaux en U I sont destinés principalement à la réalisation de transformateurs de puissance pour H.F., d'alimentation à découpage, de T.H.T. en télévision, d'impulsions à haute et à basse induction.

Dans un tel type de transformateur on ne doit pas dépasser une certaine induction dans le circuit magnétique. L'abaque de la figure 7-17 permet de déterminer la tension par spire, en fonction de la fréquence et de l'induction. Par exemple : pour f = 20 kHz et une induction fixée à 10^3 G × cm² = BAe, on obtient 0,9 V par spire.

LES POTS RONDS NORMALISÉS F.P.

Le nombre de normes les concernant montre leur importance en télécommunication. Leurs dimensions et leurs qualités magnétiques sont ainsi fixées.

Dimensions des pots ronds

9 × 5, 11 × 7, 14 × 8, 18 × 11, 22 × 13, 26 × 16, 30 × 19, 36 × 22, hors normes courantes : 42 × 29, 66 × 56 ou 70 × 42 mm.

Inductance spécifique

Série Renard R 10, série préférentielle R 5 soulignée : 1,0, 1,25, 1,6, 2,0, 2,5, 3,15, 4,0, 5,0, 6,3, 8,0.

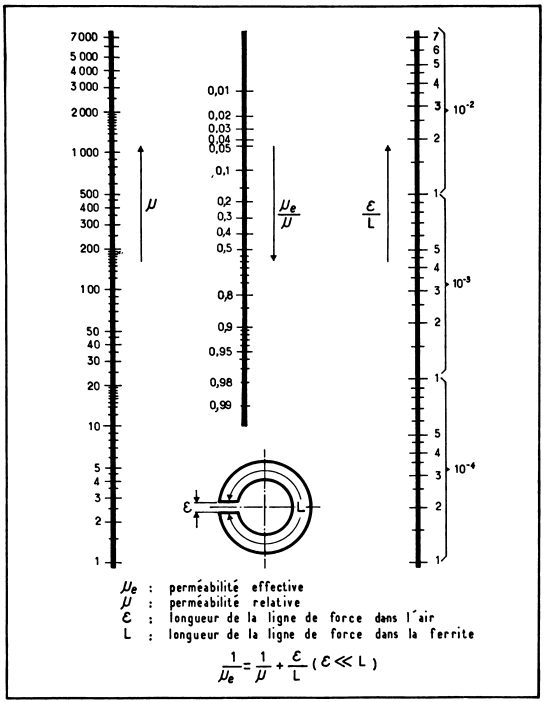


Fig. 7-16. — Abaque permettant de calculer l'action d'un entrefer sur la perméabilité d'un noyau en ferrite. L'échelle centrale est valable pour la réduction de la perméabilité, des pertes, du coefficient de température et de la désaccommodation.

Habillage

• **Série professionnelle** comprend : couvercle avec ressort, embase, boîtier; le pot renferme une carcasse à 1,2 ou 3 compartiments, selon les modèles (fig. 7-18).

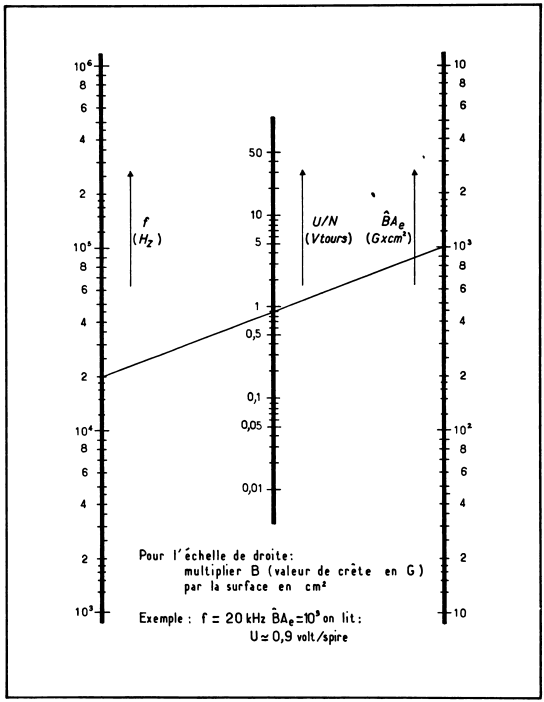


Fig. 7-17. — Abaque donnant le nombre de volts par spire dans un transformateur, connaissant la fréquence et l'induction dans le circuit :

$$U = 4{,}44\, f \,.\, N \,.\, B \,.\, Ae \,.\, 10^{-8}$$

avec : U en volts; f en Hz; B en gauss, valeur de crête 0,1 mT; Ae section du circuit en cm². Le courant doit être sinusoïdal.

• **Série industrielle** comprend seulement une embase et un étrier; le pot contient une carcasse à 1,2 ou 3 compartiments, selon les modèles.

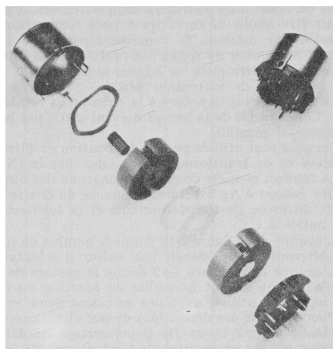


Fig. 7-18. — Détail d'un pot rond normalisé professionnel 36 × 22. (*Thomson-CSF-Division LCC*).

• **Pots ronds sans entrefer** (gamme standard)

Il s'agit de deux demi-pots collés, sans entrefer et sans réglage. Un léger entrefer peut être prévu en cas de courant continu superposé. On obtient donc un A_L particulièrement élevé, mais ne pouvant être réglé avec précision, ni absolument régulier en fabrication de série, La tolérance sur A_L est de $\pm$ 25 %.

Ces pots sont fabriqués en ferrites Mn-Zn et Ni-Zn, selon les fréquences. Ainsi en ferrites Mn-Zn, A_L est compris entre 560 et 2 700 pour un pot 9 × 5 mm et entre 6 400 et 15 000 pour un pot 30 × 19 mm. En ferrites Ni-Zn, A_L est compris entre 85 et 180 pour les pots entre 9 × 5 et 18 × 11 mm.

Ces noyaux sont normalement utilisés pour la fabrication de transformateurs à large bande, transformateurs d'impulsion, convertisseurs, etc. Ils sont conformes à la norme NF C 93323, classes 8 T, 9 T et XT.

• **Pots ronds FP étalonnés en A_L, réglables et à coefficient de température défini**

Ces pots sont livrés avec un entrefer taillé de façon à présenter un A_L précis et stable; ils sont réglables.

Leur réglage est obtenu, soit par un tube ferrite taraudé à l'intérieur, muni d'une tête plastique qui se visse sur une vis en laiton, soit par un tube

ferrite fixé sur une vis en plastique et muni d'une tête plastique. Ces dispositifs permettent un réglage de L d'environ ± 10 %.

Ils peuvent être revêtu, soit d'un habillage professionnel à haute stabilité, soit d'un habillage industriel plus économique.

Les carcasses sont en polyacétal, en polycarbonate, ou en polyamide renforcé, selon les modèles. Les pots de petites dimensions ne peuvent recevoir que des carcasses à un ou à deux compartiments. A partir de 18 × 11 les pots peuvent être munis de carcasses à trois compartiments. La présence de ces compartiments diminue la capacité répartie de la bobine, cependant ils réduisent le nombre de spires pouvant être placé dans le pot considéré.

Le fil peut être plein ou à brins multiples (Cf. § 7.2), selon la fréquence et le coefficient de surtension désiré.

Le bobinage est imprégné à la cire, ou au vernis, avant d'être placé dans le pot. Les deux fils de la bobine doivent sortir par la même encoche; elle doit être pleine si possible.

Ces pots sont utilisés pour la fabrication de filtres à coefficient de surtension élevé et de transformateurs à large bande (NF C 93 324).

Le tableau ci-après donne pour chacune des dimensions des pots normalisés, les valeurs d'A_L livrables, la nuance du ferrite employé pour la fabrication de filtres ou de transformateurs et la tolérance garantie. Il est extrait de la notice *L.C.C.*

L'abaque de la figure 7-12 donne le nombre de spires à placer dans un pot d'A_L déterminé pour obtenir une valeur d'inductance désirée.

L'abaque de la figure 7-19 donne le nombre de spires maximal pouvant être placé dans un pot normalisé en fonction du diamètre extérieur du fil plein ou divisé utilisé, avec des carcasses à un ou à deux compartiments.

Pour chacune des dimensions de pot et chacun des A_L livrables, le fabricant donne un graphique *Iso Q* permettant de déterminer le coefficient de surtension obtenu en fonction de l'inductance, de la fréquence et du nombre de spires d'un fil déterminé.

La figure 7-20 donne ce réseau de courbes pour un pot FP 18 × 11. A_L = 250 nH (Thomson, C.S.F. L.C.C.).

LES NOYAUX CARRÉS RM NORMALISÉS (C.E.I. 431)

Ces noyaux réglables ou non sont destinés à la réalisation de transformateurs et inductances pour basses et moyennes fréquences, particulièrement adaptés à la technique des circuits imprimés. La figure 7-21 montre une coupe de ce noyau et son implantation sur un circuit imprimé. Le pas est de 2,54 mm et les trous ont un diamètre de 0,8 mm. Les picots de sortie sont fixés sur la carcasse en polyester renforcé. Une carcasse à un compartiment peut avoir quatre ou six picots répartis de part et d'autre du noyau. Une carcasse à deux compartiments peut être munie de six à douze picots. On peut donc prévoir des bobinages séparés ou à prises dans ces noyaux.

Ce pot coupé existe en quatre dimensions : RM 4 dont quatre circuits à six sorties chacun se montent sur un carré de neuf grilles de 2,54 mm, soit 22,86 mm (fig. 7-21); RM 5 dont quatre circuits exigent onze grilles, soit 27,94 mm; RM 6 dont quatre circuits demandent un carré de treize grilles, soit 33,02 mm; RM 8 dont quatre circuits, toujours à six sorties, occupent un carré de dix-sept grilles, soit 43,19 mm.

Ces circuits sont moins encombrants et plus économiques que les pots ronds FP; leur fixation par agraphe sur le circuit est simple.

Si une haute stabilité est requise, il est conseillé d'assembler les deux coupelles par collage.

Ces noyaux existent en deux versions, comme pour les pots FP.

INDUCTANCES SPÉCIFIQUES DES POTS AVEC ENTREFER

POUR FILTRES							POUR TRANSFORMATEURS		
		Ferrinox						Ferrinox	
Type	Inductance spécifique A_L nH/N²	T10	T14	T31	H32	H52	Inductance spécifique A_L nH/N²	T6	T22
		TOLÉRANCES %						Tolérances %	
FP9 × 5	16					4			
	25				3				
	40			3	4				
	63	3		4					
	100	3	3				100	5	5
	125		3						
	160		3				160*	10	10
FP11 × 7	25				2				
	40			2	3				
	63			3					
	100	3		4					
	125		3						
	160	3	3				160	5	5
	200		3				250*	10	10
FP14 × 8	40				2				
	63			2	3				
	100	3		3					
	160	3	3						
	200		3						
	250	3	3				250	5	5
							400*	10	10
FP18 × 11	40				2				
	63				2				
	100			2	3				
	160	3		3					
	200		3						
	250	3	3						
	315		3						
	400	3					400	5	5
							630*	10	10
FP22 × 13	160	2		2					
	250	3	3	3					
	315		3						
	400	3	3						
	630	3					630	5	5
							1 000*	10	10
FP26 × 16	160			2					
	250	2		2					
	315		3						
	400	3	3						
	500		3						
	630	3					630		5
							1 000	5	5
							1 600*	10	10
FP30 × 19	400	2	3						
	500		3						
	630	3	3						
	1 000	3					1 000	5	5
							1 600*	5	5
							2 500*	10	10
FP36 × 22							1 000	5	5
							1 600*	5	5
							2 500*	10	10

* Ces A_L correspondent à des pots ayant de très faibles entrefers et, par suite, de très faibles amplitudes de réglage, ils sont, généralement, utilisés pour des bobines d'inductance et des transformateurs pour lesquels le réglage n'est pas indispensable.

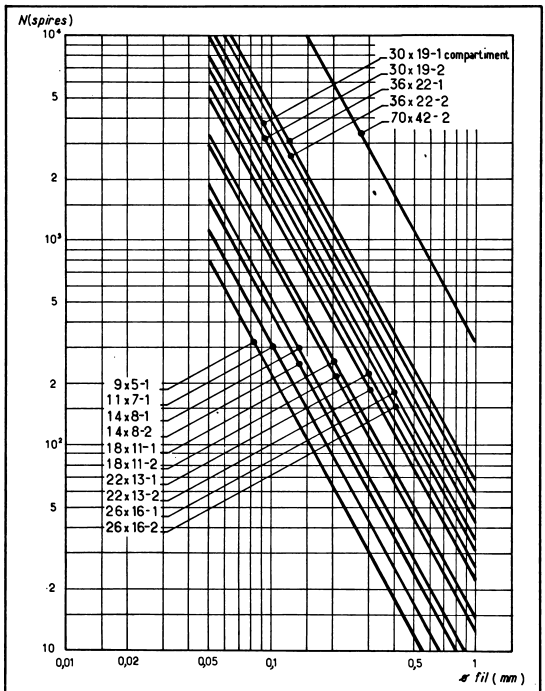


Fig. 7-19. — Nombre de spires maximal pouvant être placé dans un pot normalisé en fonction du diamètre extérieur du fil plein ou divisé utilisé, avec des carcasses à un ou deux compartiments.

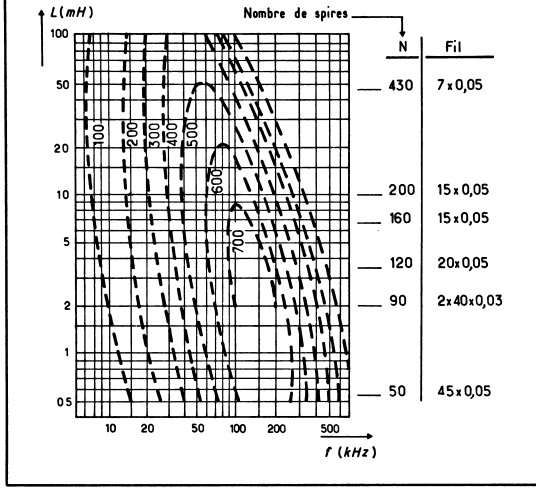


Fig. 7-20. — Courbes Iso. Q pour un pot, FP 18 X 11, A_L = 250 nH (Thomson, C.S.F., L.C.C.).

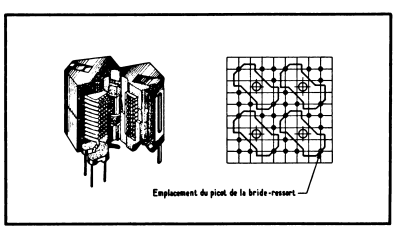


Fig. 7-21. — Circuit réglable RM4 à six sorties et son implantation sur un circuit imprimé, au pas de 2,54 mm. Quatre circuits RM4 occupent seulement un carré de 22,86 mm de côté.

• **Circuits RM sans entrefer**

Destinés aux transformateurs, ils sont surtout fabriqués en ferrite Mn-Zn dont l'A_L est compris entre 630 et 5 400.

• **Circuits RM étalonnés, réglables et à coefficient de température défini** destinés surtout aux filtres. Ils sont surtout fabriqués en ferrite Mn-Zn, étalonnés en A_L. On relève sur le catalogue *R.T.C.* les valeurs suivantes : RM 4 : A_L entre 40 et 250; RM 5 : A_L entre 16 et 400; RM 6 : A_L entre 25 et 1 250; RM 8 : A_L entre 40 et 1 250. La tolérance sur A_L est de $\pm$ 1 % pour les faibles valeurs et atteint $\pm$ 10 % pour les plus élevées.

Les fabricants fournissent tous les renseignements utiles pour déterminer le nombre de spires de chaque diamètre de fil pouvant être bobiné dans la carcasse des différents modèles, ainsi que les principales courbes ISO-Q pour chaque A_L.

La figure 7-22 donne ces renseignements pour les noyaux RM 5 et RM 6 avec une carcasse à une ou à deux compartiments.

LES NOYAUX X NORMALISÉS (C.E.I. 226)

Ces noyaux réglables ou non ont été étudiés pour occuper, avec leur blindage, une surface minimale sur le circuit imprimé. Ce blindage s'impose dans de nombreux montages pour éviter les couplages parasites entre des bobines voisines. Ce couplage est du reste facilité par la forme échancrée des noyaux qui favorise les inductances de fuite. Par suite de la forme de ces noyaux, le volume disponible pour le bobinage est très important par rapport aux autres pots de mêmes dimensions. Ils sont donc réservés de préférence pour la fabrication d'inductances de très hautes valeurs ou de transformateurs à large bande pour télécommunications, ou à haute fréquence de puissance. Ces bobinages présentent une faible distorsion harmonique grâce à la perméabilité élevée présentée par les ferrites Mn-Zn et à leurs faibles pertes. Comme pour les circuits précédents on distingue :

• **Circuits X sans entrefer :** Les deux noyaux sont collés sans entrefer. Les ferrites au Mn-Zn présentent un A_L entre 350 et 2 800.

• **Circuits X étalonnés, réglables et à coefficient de température défini :** en ferrite au Mn-Zn, ils sont fabriqués en deux dimensions par *L.C.C.* La figure 7-23 donnent les dimensions du circuit X 22 et son montage sur un circuit imprimé. La carcasse à un compartiment comprend huit picots. On voit qu'à lui seul il nécessite un carré de neuf grilles de 2,54 mm. Le boîtier en laiton nikelé est fixé et mis à la masse par deux picots.

Le circuit X 22 est livrable en A_L de 400 à 1 000; le circuit X 29 est catalogué en A_L de 400 à 1 600. Ce dernier nécessite un carré de douze grilles de 2,54 mm. Il peut être équipé d'une carcasse à un ou à deux compartiments à douze picots de sortie (4 $\times$ 3).

La figure 7-22 donne le nombre de spires maximal à placer dans les circuits X en fonction du diamètre du fil.

CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR DANS UN POT NORMALISÉ

Les indications et les courbes données pour les pots normalisés, les noyaux RM ou X se rapportaient surtout aux inductances de filtre. Il est nécessaire de donner quelques précisions quant au calcul des transformateurs qui doivent supporter une certaine puissance. Le choix du circuit et la détermination des enroulements peuvent être conduits de la façon suivante :

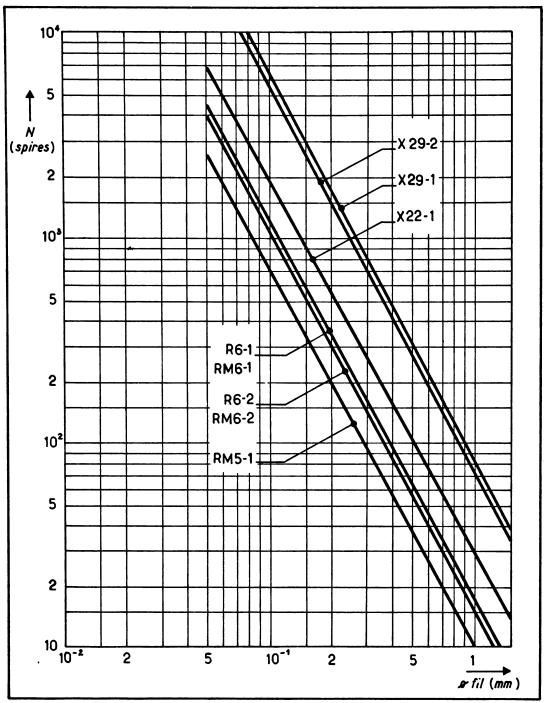


Fig. 7-22. — Abaque donnant le nombre de spires maximal à placer dans une carcasse d'un circuit RM ou X, pour un fil de diamètre donné (L.C.C.).

• **Choix du format du circuit :** Il dépend de la puissance pouvant être transmise dans les conditions normales. Cette puissance est exprimée en watts par kilohertz. Connaissant cette puissance à la fréquence d'emploi la plus basse, il suffit de diviser la puissance par cette fréquence. Le tableau ci-après donne le format du circuit à adopter. Pour un transformateur on n'utilise pas des pots FP inférieurs à 14 × 8 mm.

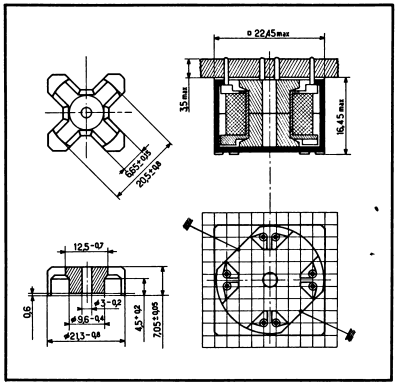


Fig. 7-23. — Circuit X22 à huit sorties et son montage sur un circuit imprimé, au pas de 2,54 mm (L.C.C.).

Le calcul d'un transformateur doit se faire pour la fréquence la plus basse à transmettre. En effet, pour une tension donnée, l'induction dans le matériau magnétique, l'intensité magnétisante et les pertes décroissent lorsque la fréquence augmente.

Format	14 × 8	18 × 11	22 × 13	26 × 16	36 × 22	RM 6	RM 8
Puissance en W/kHz .	0,03	0,14	0,36	0,88	4,00	0,11	0,21
Section magnétique cm^2	0,16	0,40	0,63	1,00	2,50	0,15	0,22

• **Choix du matériau :** Le type de ferrite doit être tel que la fréquence la plus basse à transmettre soit inférieure à la fréquence limite donnée pour chaque nuance de ferrite.

• **Calcul du bobinage :** En première approximation, le nombre de spires de chaque enroulement est donné par la formule :

$$N = \frac{22{,}5.U}{f.S}$$

U : tension efficace aux bornes de chaque enroulement en volts.
f : fréquence la plus basse à transmettre en kHz.
S : section magnétique du circuit en cm².

Cette formule peut être précisée en fonction de l'induction crête en tesla, (B), elle devient :

$$N = \frac{10\,U}{\pi\sqrt{2}.f.S.B}$$

La valeur de B est choisie en fonction de la distorsion harmonique admissible du signal et de la température d'emploi; cette valeur dépend également du type de ferrite adopté, de façon à se trouver loin de la saturation; elle est généralement comprise entre 0,01 et 0,05 T.

Le calcul du diamètre du fil fait intervenir la densité de courant admissible, de l'ordre de 2 A/mm².

Les formules précédentes peuvent être faussées au-dessus de 10 MHz. A ces fréquences élevées une charge capacitive peut entrer en résonance avec l'inductance de fuites; la valeur de U qui doit figurer dans les formules, est alors beaucoup plus élevée que sa valeur apparente. Également l'effet de peau conduit à augmenter la section du fil (§ 7.2).

L'abaque de la figure 7-17 donne le nombre de spires par volt en fonction de la fréquence la plus basse et de l'induction dans le circuit.

• **Courant magnétisant :** le calcul de ce courant permet de connaître l'intensité à vide dans le primaire du transformateur, ou de rectifier l'intensité traversant le primaire en charge en l'ajoutant vectoriellement au courant utile.

Dans un circuit sans entrefer, le courant magnétisant (I) en ampères est donné par la formule :

$$I = \frac{10^{-2}\,H\,l}{N\sqrt{2}}$$

H en A/m, l en cm : ligne de force moyenne du circuit à relever sur les caractéristiques du noyau adopté, N = nombre de tours.

Le champ magnétisant est fonction de l'induction B choisie et de la perméabilité du pot adopté. Les courbes correspondantes sont données pour chaque type de pot.

En moyenne pour B = 0,01 T, H est compris entre 5 et 400 A/m; pour B = 0,05 T, H est compris entre 8 et 800 A/m. Dans un circuit avec entrefer, la formule devient :

$$I = \frac{1}{N}\left[\frac{10^{-2}\,H\,l}{\sqrt{2}} + \frac{10^{6}\,B\,d}{4\pi\sqrt{2}}\right]$$

d : longueur de l'entrefer en cm.

L'abaque de la figure 7-16 permet de calculer l'action d'un entrefer sur la perméabilité d'un circuit.

• **Puissance dissipée dans le ferrite :** elle est donnée en $\mu W/cm^3/Hz$ en fonction de l'induction B choisie et du type de ferrite adopté. Pour 0,01 T cette puissance est comprise entre 0,01 et 0,02 $\mu W/cm^3/Hz$; pour 0,05 T elle est comprise entre 0,03 et 1 $\mu W/cm^3/Hz$; des courbes existent dans les feuilles caractéristiques.

Il suffit de multiplier cette valeur, par la fréquence en Hz et par le volume du circuit en cm³ (densité du ferrite, environ : 4,5 g/cm³).

• **Mise au point :** Aux essais du transformateur il convient de vérifier que la fréquence de résonance est nettement plus élevée que la fréquence d'utilisation maximale. Si non, il faut réduire sa capacité propre en utilisant une carcasse à compartiments, ou en plaçant un isolant entre couches. Il a lieu de vérifier que toutes les extrémités d'un même enroulement sortent par la même encoche.

On prètera attention à ce que le rapport de tension à vide d'un transformateur bobiné sur un noyau en pot à entrefer peut différer du rapport du nombre de spires assez sensiblement, de l'ordre de 3 à 5 %.

Lors de l'imprégnation des bobines, on doit prendre soin de mettre le ferrite à l'abri des compressions dues au retrait de solidification.

LES PIÈCES DIVERSES

Elles sortent du cadre de cet ouvrage, on peut citer :
— les bagues de déflexion et les noyaux de convergence en télévision,
— les blindages magnétiques en tubes et en coupelles,
— les pièces spéciales pour hyperfréquences (rotation de Faraday, déplacement de champ, résonance gyromagnétique jusqu'à 14 GHz),
— les tores pour mémoire magnétique à cycle d'hystérésis rectangulaire,
— les noyaux pour tête de magnétophone,
— les pièces pour transducteurs piezo-magnétiques (générateurs d'ultrasons).

7. LE BOBINAGE

7.1. La machine à bobiner

Les machines à spires rangées ont été étudiées au chapitre VI, il n'y a pas lieu d'y revenir. Les modèles spéciaux pour H.F. ont des dimensions plus réduites, puisque les bobines sont plus petites. Il existe des machines automatiques produisant une grande variété de bobines en très grandes séries sans aucune intervention manuelle. Ces machines n'intéressent que quelques industriels, et c'est pourquoi il ne semble pas utile de les décrire.

Elles sont particulières à la H.F.

On appelle nid d'abeilles un bobinage spécial dont le fil effectue un ou plusieurs aller-retour de la largeur de la bobine à chaque tour de rotation du support. Grâce à un léger décalage les spires sont espacées. Le bobinage est aéré et sa capacité répartie est plus réduite. Comme les fils se croisent sous un certain angle, le bobinage terminé présente des alvéoles ressemblant un peu aux rayons de miel des abeilles.

La machine comprend les mêmes organes de base qu'une machine à spires rangées.

Le moteur entraîne d'une part la broche de bobinage et d'autre part le guide-fil qui est spécial. Il s'appelle un pied-de-biche et il est en contact avec la bobine de façon à déposer le fil à l'endroit voulu. Il est animé d'un mouvement de va-et-vient dont l'amplitude est égale à la largeur de la bobine et dont la fréquence est fonction de la vitesse de rotation de la broche et du type de bobinage en cours.

La largeur de la bobine est réglée au moyen d'un index que l'on déplace devant un cadran gradué.

La fréquence du mouvement est donnée par un jeu d'engrenages amovibles placés entre la broche et une came qui imprime le déplacement latéral au pied-de-biche. Les machines sont livrées avec 12 engrenages permettant toutes les combinaisons.

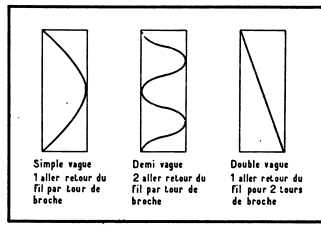

Simple vague
1 aller retour du fil par tour de broche
Demi vague
2 aller retour du fil par tour de broche
Double vague
1 aller retour du fil pour 2 tours de broche

Fig. 7-24. — Différents bobinages en nid d'abeilles (la spire étant représentée déployée).

Trois types principaux de bobinages sont employés : le simple vague, le demi-vague et le double vague (fig. 7-24).

Bobinage simple vague

Le guide-fil (pied-de-biche) fait un aller-retour pour chaque tour de broche. C'est le pas le plus utilisé pour les bobines courantes. On a vu que la forme la meilleure est le carré, c'est-à-dire lorsque l'épaisseur du bobinage est égale à sa largeur.

Le nombre de rayons du fond de panier est toujours égal au nombre de dents de l'engrenage monté sur la broche. Ce nombre de dents est fonction du diamètre moyen du bobinage. Le second engrenage est choisi en fonction du diamètre du fil et de l'espacement désiré (interfil). En règle générale un décalage d'une dent, en plus ou en moins, suffit. On considère qu'une distance de 2 mm entre rayons au départ donne de bons résultats. Le réglage d'une machine en nid d'abeilles s'effectue par tâtonnements d'une façon assez empirique.

Bobinage demi-vague

Le guide-fil effectue deux aller-retour pour un tour de broche. Ce type de bobinage est à préférer pour les bobinages hauts et étroits; par exemple un bobinage pour T.H.T. en télévision qui a 2 mm de largeur et 20 mm de hauteur. Il faut doubler le nombre de dents de l'engrenage monté sur la broche et maintenir le même engrenage sur le guide-fil. Afin que le fil ne « tombe » pas sur un tel bobinage, il faut encoller la bobine en cours de fabrication.

Bobinage double vague

Le guide-fil effectue un aller-retour pour deux tours de la broche. On adopte ce type de bobinage pour les enroulements larges et comportant un grand nombre de spires. Le nombre de rayons du fond de panier est la moitié du nombre de dents du pignon monté sur la broche. On place sur le guide-fil un engrenage ayant le double de dents de celui de la broche, avec un décalage initial de deux dents (exemple : 30 × 62 dents).

7.2. L'imprégnation des bobines

Les bobinages, aussitôt après leur fabrication, passent par un premier contrôle afin de vérifier leur aspect, leur continuité électrique et la valeur de leur self-induction.

En fabrication industrielle, pour éviter les déchets, on prévoit sur les bobines à grand nombre de tours quelques spires supplémentaires. Ainsi, on ne trouve jamais de bobines « faibles ». Les bobines un peu trop « fortes » en self-induction sont ajustées en enlevant quelques spires.

Puis les bobines sont séchées en étuve pour éliminer l'humidité. Immédiatement après elles sont imprégnées.

L'imprégnation peut être effectuée au trempé ou par enrobage. Comme ces bobines sont petites elles ne sont pas imprégnées sous vide.

• **L'imprégnation au trempé** est très fréquente. On plonge les bobines dans un bain de cire microcristalline minérale (Ozokérite, Cérésine, etc.) ou de cire thermoplastique (Cirowosk...). Le bain doit être bien fluide et les bobines chauffées avant d'y être plongées. Selon les produits, sa température est comprise entre 90 °C et 130 °C. Après quelques minutes, les bulles d'air cessent de se dégager, l'imprégnation est terminée. Les bobines sont égouttées et elles se refroidissent normalement à l'air.

Si on désire *enrober* les bobines imprégnées, il faut, lorsqu'elles sont froides, les plonger quelques secondes dans un bain moins chaud, c'est-à-dire moins fluide (entre 85 °C et 110 °C). Une croûte de cire recouvre alors l'enroulement.

• **L'imprégnation par enrobage** est adoptée lorsqu'on estime que l'imprégnation au trempé est insuffisante. On utilise des résines de la famille des expoxys. Cet enrobage s'effectue à la température ordinaire, ce qui constitue un avantage pour certains supports qui ne peuvent admettre un échauffement de l'ordre de 100 °C.

8. LES BOBINAGES POUR RÉCEPTEURS A MODULATION D'AMPLITUDE (M.A. OU A.M.)

8.1. Les gammes à couvrir

Les plages de fréquences réservées à la radiodiffusion en modulation d'amplitude sont définies par une conférence internationale. Chaque canal doit avoir une largeur de 9 kHz; il ne transmet donc la B.F. que jusqu'à 4 500 Hz, c'est-à-dire que la haute-fidélité est impossible en M.A.

Ces plages sont les suivantes :

• **gamme ondes longues ou grandes ondes :** 300 à 150 kHz, 1 000 à 2 000 m, soit 16 canaux de 9 kHz.

• **gammes ondes moyennes ou petites ondes :** 1 600 à 520 kHz, 187,5 à 577 m, soit 120 canaux.

• **gammes ondes courtes :**

— Bandes dites de jour : 11 m (27 MHz), 13 m (21 MHz), 16 m (18,75 MHz), 19 m (16 MHz) se propagent mieux de jour.
— Bandes dites mixtes : 25 m (12 MHz), 31 m (9 MHz) se propage mieux sur un trajet mixte de jour et de nuit.
— Bandes dites de nuit : 41 m (7 MHz), 49 m (6 MHz), 60 m (5 MHz) se propagent mieux de nuit.

• **gammes dites tropicales :** 75 m (4 MHz), 90 m (3,3 MHz) ,120 m (2,5 MHz) se propagent sensiblement comme les ondes moyennes.

Un récepteur de radiodiffusion peut comporter la réception d'une ou de plusieurs gammes.

Un récepteur de trafic est prévu pour recevoir les bandes ondes courtes, autres que celles réservées pour la radiodiffusion et affectées aux liaisons à assurer dans les meilleurs conditions.

8.2. Le principe du superhétérodyne

Pratiquement tous les récepteurs construits actuellement dans le monde sont des superhétérodynes appliquant les brevets de Lucien LÉVY.

L'amplification directe a été abandonnée, car il faut au moins quatre circuits accordés pour obtenir une sélectivité acceptable. Les circuits et les commutations sont complexes et reviennent plus cher à rendement égal que pour le superhétérodyne.

Un récepteur est donc composé des étages suivants (fig. 7-25) :

— un étage d'entrée, relié à une antenne ou à un cadre,
— un oscillateur local,
— un amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I.),
— une détection,
— un amplificateur basse fréquence,
— une alimentation par le secteur, par des piles ou des accumulateurs.

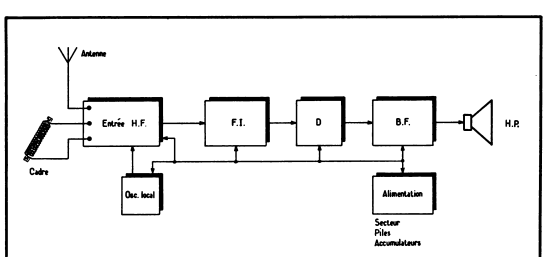


Fig. 7-25. — Principe du récepteur superhétérodyne.

L'étage d'entrée est accordé par un condensateur variable sur la fréquence de l'émetteur à recevoir.

L'oscillateur local est accordé par un autre condensateur variable sur une fréquence qui interférant avec celle à recevoir, donne un battement de fréquence correspondant à la valeur de la fréquence intermédiaire.

Les deux condensateurs variables sont commandés par le même axe. Les circuits doivent être réglés de telle façon que l'on ait toujours une différence de fréquence fixe et égale à la valeur de la F.I. pour toutes les stations à recevoir sur toutes les gammes. Ainsi, les étages suivants sont fixes et permettent une amplification maximale du signal sans modification de leur réglage et sans commutation de gamme.

Le battement entre le signal à recevoir et l'oscillateur local pour une même valeur de F.I. peut être obtenu de deux façons différentes :

$$F_O - F_A = \text{F.I. (battement supérieur),}$$

ou :

$$F_A - F_O = \text{F.I. (battement inférieur).}$$

F_O fréquence de l'oscillateur,
F_A fréquence à recevoir (antenne),
F.I. fréquence intermédiaire : 455 ou 480 kHz.

— *En grandes ondes*, on ne peut utiliser le battement inférieur, puisque la F.I. est plus grande que la fréquence à recevoir, c'est donc le battement supérieur qui est employé :

$$F_O - F_A = \text{F.I.}$$

soit :

Gamme à recevoir : 150-300 kHz,
Gamme oscillateur : 605-755 kHz (pour 455 kHz F.I.),
Rapport de fréquences : $F_A = 300/150 = 2$; $F_O = 755/605 = 1{,}25$.

— *En petites ondes :* battement inférieur : $F_A = 520\text{-}1600$ kHz; $F_O = 65\text{-}1145$ kHz (F.I. 455 kHz).

Rapport : $F_A = 1600/520 = 3{,}07$; $F_O = 1145/65 = 17{,}6$, ce qui est impossible en une gamme, on est donc obligé, ici aussi, d'utiliser le battement supérieur.

Battement supérieur : $F_A = 520\text{-}1600$ kHz; $F_O = 975\text{-}2055$ kHz (F.I. = 455 kHz).

Rapport : $F_A = 1600/520 = 3{,}07$; $F_O = 2055/975 = 2{,}1$.

On remarque que le rapport F_O est toujours plus petit que le rapport F_A, aussi bien en G.O. qu'en P.O.

— *En ondes courtes*, on peut utiliser aussi bien le battement inférieur que le battement supérieur avec des condensateurs variables de même valeur. Par contre, si le condensateur variable oscillateur a une valeur plus petite que le condensateur d'accord, on est obligé de conserver le battement supérieur.

— Deuxième battement ou fréquence image

On a pu remarquer au cours du paragraphe précédent que pour une valeur de F.I. et un réglage de l'oscillateur local F_O, deux fréquences F_A pouvaient être reçues simultanément par battement supérieur et par battement inférieur. Elles sont donc distantes l'une de l'autre du double de la valeur de la F.I.

Par exemple, en P.O. : F.I. = 455 kHz; $F_O = 1055$ kHz. On reçoit simultanément la station désirée :

$$F_A = F_O - \text{F.I.} = 1055 - 455 = 600 \text{ kHz}$$

et la station parasite :

$$F_A = F_O + F.I. = 1055 + 455 = 1510 \text{ kHz}.$$

C'est au circuit d'antenne, ou de cadre, d'avoir une sélectivité suffisante pour éliminer la fréquence image.

8.3. Le réglage de la commande unique

Il a été question au cours du paragraphe précédent de commande unique entre le condensateur d'accord et le condensateur oscillateur. Considérons tout d'abord que ces deux condensateurs ont la même valeur et la même courbe de variation.

On sait que la fréquence antenne F_A et la fréquence locale F_O donnent, par battement, la fréquence intermédiaire F.I.

$$F.I. = F_O - F_A$$

Il faut donc que, tout au long des gammes à recevoir, la différence entre F_O et F_A reste constante et égale à F.I. (fig. 7-26).

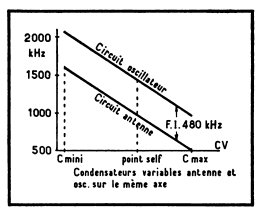


Fig. 7-26. — *(Ci-contre)* Courbe théorique des circuits antenne et oscillation locale pour obtenir une fréquence intermédiaire constante (gamme P.O.).

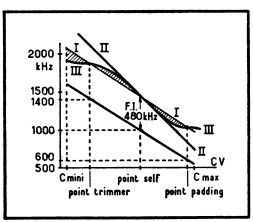


Fig. 7-27. — *(Ci-contre)* Réglage en trois points de la commande unique.

On commence par calculer les bobinages de façon à obtenir cette différence de fréquence pour une même capacité d'accord des deux circuits au milieu de la plage à couvrir, c'est-à-dire à 904 kHz en P.O. C'est le premier des trois points de réglage nécessaires, appelé « point self ». Le bobinage oscillateur a une self-induction plus faible que le bobinage d'antenne, puisque, accordé par une même valeur de capacité, il doit donner une fréquence plus élevée de la valeur de la F.I. (455 ou 480 kHz).

Si on parcourt la plage ainsi, on s'aperçoit que la différence de la F.I. n'est pas maintenue. Sur la figure 7-27 la courbe du circuit oscillateur I est la courbe théorique de la figure précédente. Après le calcul des bobinages

au point milieu, on obtient la courbe II. La différence de fréquence est trop grande vers les fréquences élevées et trop petite vers les fréquences basses de la plage à recevoir. Il faut agir sur la variation de capacité du condensateur oscillateur pour la réduire. En mettant un condensateur en parallèle sur celui-ci, on augmente la capacité minimale et on réduit la fréquence du circuit. Ce condensateur est réglé sur 1400 kHz, c'est le « point trimmer » qui permet d'obtenir une différence de fréquence correcte.

Le troisième point de réglage est le « point padding » qui consiste à mettre un condensateur en série avec le condensateur variable oscillateur et à régler le circuit sur 574 kHz en P.O. Ainsi on diminue la capacité totale et on augmente la fréquence d'accord.

On obtient finalement la courbe III qui recoupe la courbe théorique I en trois points : point self par construction des bobinages, point trimmer (condensateur en parallèle) et point padding (condensateur en série).

Si les bobinages, la courbe du condensateur variable, la valeur des points de réglage et la valeur des capacités additionnelles sont bien étudiés, les déréglages sont faibles. Ils correspondent aux zones hachurées. Leur surface doit être réduite afin d'avoir une bonne sensibilité du récepteur sur toute l'étendue de la gamme.

Ce mode de réglage est à adopter pour les récepteurs ayant plusieurs gammes à recevoir : G.O., P.O. et O.C.

Pour les récepteurs simples recevant uniquement les gammes G.O. et P.O., on adopte un groupe de condensateurs variables dans lequel le condensateur oscillateur a une valeur plus faible que celle du condensateur d'accord. La différence de valeur est calculée pour réaliser un bon alignement sur la gamme P.O. On supprime ainsi le condensateur série (padding), le condensateur parallèle (trimmer) est conservé.

Le réglage s'effectue alors de la façon suivante :

— régler le noyau du bobinage oscillateur sur 574 kHz,
— puis le trimmer sur 1400 kHz,
— reprendre plusieurs fois les deux réglages.

Par contre, l'alignement en G.O. est un peu sacrifié, il consiste à régler le trimmer G.O. sur 239 kHz. Étant donné le champ H.F. important en G.O. et la faible sélectivité d'entrée, on obtient une sensibilité satisfaisante du récepteur.

Bien entendu, il y a lieu de régler également le circuit d'entrée, afin que la fréquence reçue corresponde à celle gravée sur le cadran de l'appareil.

NORMALISATION FRANÇAISE

• **Condensateurs variables :** deux cages (Cf. Ch. V, § 1.2) valeurs courantes : 280 + 120 pF pour un récepteur P.O.-G.O. et éventuellement une bande O.C. étalée; 280 + 280 pF ou 380 + 380 pF pour les récepteurs soignés disposant de plusieurs bandes ondes courtes.

• **Points de réglage :** Les normalisations françaises donnent la valeur des points de réglage et de la fréquence intermédiaire en fonction des gammes à recevoir. On peut ainsi normaliser la valeur et la courbe des condensateurs variables et la valeur des bobinages des différentes gammes.

— *Gamme G.O.*

Bande couverte : 150-300 kHz :

point haut = 265 kHz;
point milieu = 205 kHz;
point bas = 160 kHz.

Les récepteurs portatifs ne couvrent généralement que de 150 à 270 kHz. A ce moment on a les points suivants :

point haut = 239 kHz;
point milieu = 210 kHz;
point bas = 160 kHz.

— *Gamme P.O.*

Bande couverte : 520-1600 ou 1620 kHz :

point haut = 1400 kHz;
point milieu = 904 kHz;
point bas = 574 kHz.

Valeur de la F.I. : soit 455 kHz, soit 480 kHz. Selon les régions, les interférences sont un peu moins nombreuses avec l'une ou avec l'autre valeur. La courbe des condensateurs variables et les bobinages sont calculés pour une valeur fictive moyenne, soit 467,5 kHz.

Les récepteurs importés peuvent avoir des fréquences de réglage et de F.I. différentes.

Note : Il n'y a lieu que d'étudier les bobinages utilisés dans les étages H.F., oscillateur et F.I. Le lecteur insuffisamment averti du fonctionnement des circuits à transistors ou à circuits intégrés dans un récepteur devra se reporter à des ouvrages traitant ces questions.

Pour chaque étage il sera donné un schéma type, sans valeurs précises des composants et sans code de transistor; son adaptation doit être faite en fonction du récepteur à construire.

8.4. L'étage oscillateur - mélangeur P.O.-G.O.

Le premier étage d'un récepteur est celui qui assure le changement de fréquence. Son transistor reçoit entre base et émetteur l'onde incidente sélectionnée par le circuit d'entrée. Il reçoit également entre émetteur et collecteur le signal de l'oscillateur local. Le battement de ces deux signaux donne la fréquence intermédiaire fixe qui est recueillie dans le collecteur.

L'organe qui capte l'énergie H.F. peut être soit un cadre ferrite, soit une antenne.

Les appareils simples ne comportent qu'un cadre ferrite. Les appareils plus complets disposent de bobinages séparés pour le cadre ferrite et pour la prise antenne.

RÉCEPTION SUR CADRE FERRITE

La figure 7-28 donne le schéma général de l'étage, pour lequel les bobines de réception des gammes P.O. et G.O. sont indépendantes ,sur le cadre ferrite. Certaines variantes comportent des inductances de couplage à la base du transistor indépendantes des bobines d'accord, d'autres comportent deux bobines en série en G.O. et mises en parallèle en P.O. Parfois, l'oscillateur dispose de trois bobines au lieu de deux, la bobine de couplage à l'émetteur étant indépendante.

Le fil à brins multiples est employé de préférence, afin d'obtenir un coefficient de surtension plus élevé.

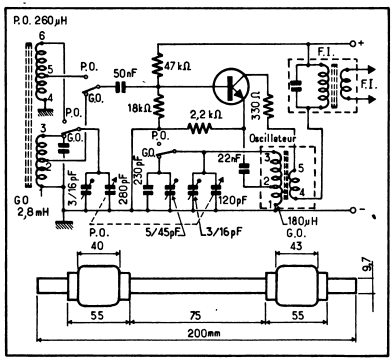


Fig. 7-28. — Oscillateur-mélangeur PO-GO classique.

Cadre ferrite

Il est composé d'un bâtonnet de ferrite, le plus long possible en fonction des dimensions du coffret. Son diamètre est de 10 mm dans la majorité des cas. Pour les appareils miniature, il existe des bâtonnets de 6 mm de diamètre. Ce ferrite est du type « 4 A 10 » *R.T.C.* et « H 20 » *L.C.C.*

La valeur de la self-induction des bobines placées sur le ferrite dépend de sa perméabilité effective. Or, elle est très difficile à calculer, car il s'agit d'un circuit magnétique qui se referme par l'air. On dit que ce circuit possède un entrefer infini. On conçoit que la perméabilité est la plus élevée lorsque la bobine est placée au centre du bâtonnet. On relève à cet endroit le coefficient de surtension le plus grand, pour une bobine donnée. Sa courbe de sélectivité est la meilleure; mais, par contre, son pouvoir de captation est moyen et, de plus, un faible déplacement de la bobine sur le bâtonnet ne provoque pas une variation de self-induction appréciable. On constate que le pouvoir de captation de l'énergie H.F., dans un champ constant, est obtenu lorsque la bobine est allongée sur la plus grande longueur possible du bâtonnet. La variation de perméabilité effective est la plus marquée aux tiers extérieurs du bâtonnet.

Or, le réglage de la self-induction des bobines ne peut s'effectuer que par un léger déplacement sur le ferrite. On en arrive donc à la disposition classique donnée sur la figure. Soit un bâtonnet de 200 mm, dimension normale pour un récepteur portatif, les bobines P.O. et G.O. sont montées sur un support plastique de 10 mm de diamètre et de 55 mm de longueur qui peut coulisser sur le bâtonnet. Le tiers central du bâtonnet est libre et les bobines sont placées sur les tiers extérieurs. Le réglage est ainsi aisé, le pouvoir de captation est satisfaisant et le coefficient de surtension légèrement plus faible que lorsque la bobine est placée au centre. A ce moment, la perméabilité effective est voisine de 10.

Il est prévu deux enroulements indépendants, un pour les P.O., le second pour les G.O. Sur chacun d'eux une prise est reliée à la base du transistor. Elle sert à adapter l'impédance d'entrée du transistor à l'impédance de la bobine au moment de l'accord.

Pour cette prise on ne recherche pas le gain maximal, mais une légère sous-adaptation qui procure une indépendance plus grande du circuit accordé par rapport aux variations des paramètres du transistor, sous l'effet de la tension d'alimentation, de la température et des tolérances de fabrication. Ce que l'on recherche surtout, c'est l'adaptation qui procure, dans un champ donné, le plus grand rapport signal/bruit. L'impédance de source optimale à 1 MHz est de 1 800 Ω. Entre 900 Ω et 3 600 Ω, la tension de bruit détectée à amplification constante n'augmente que de 10 %. On voit que cette adaptation n'est pas critique.

Pour couvrir la gamme P.O. de 520 à 1620 kHz, soit un rapport de fréquence de 3,1, il faut une self-induction de 260 μH, réglable à ± 10 % par déplacement de la bobine sur le ferrite, accordée par un condensateur variable de 280 pF. Il faut tenir compte du condensateur ajustable de 3 à 16 pF sur le condensateur variable, la capacité de la bobine, la capacité d'entrée du transistor reportée sur le bobinage et la capacité parasite du câblage, soit environ 35 à 40 pF. La capacité aux bornes de la bobine varie donc de 40 à 320 pF environ. Le rapport d'adaptation est supérieur à 10 (prises 4-6/4-5).

En G.O., la gamme à recevoir ne s'étend que de 150 à 270 kHz soit un rapport de 1,8 : on n'a donc pas besoin d'une variation de capacité aussi importante. C'est pourquoi on branche en parallèle sur le condensateur variable de 280 pF, un condensateur fixe de 100 pF environ. Cela permet de réduire la valeur de self-induction nécessaire. Cette bobine mesure 2,8 mH réglable à ± 10 % par déplacement sur le ferrite. Elle est accordée par une variation de capacité comprise entre 140 pF et 420 pF. Le rapport d'adaptation peut atteindre 20 (prises 1-3/1-2). L'enroulement de base peut être remplacé par un condensateur de 3 nF placé entre 1 et la masse. La prise 1 est reliée à la base et la bobine mesure 2,9 mH. C'est l'impédance aux bornes de la capacité qui assure le couplage à la base du transistor. On remarque qu'avec ce schéma une bobine est « en l'air » lorsque l'autre est branchée. Parfois la bobine inutilisée est court-circuitée à la masse. Il se produit donc une certaine absorption des lignes de force du champ magnétique par la bobine inutilisée, qui réduit théoriquement la sensibilité du récepteur sur la gamme en fonctionnement. En pratique cette baisse de sensibilité est peu importante, elle est de l'ordre de 2 à 3 dB.

Le coefficient de surtension en position P.O. (à 600 kHz) est d'environ 200 et en position G.O. (à 160 kHz), d'environ 130.

Oscillateur

Une des caractéristiques essentielles de l'oscillateur-mélangeur est son gain de conversion. C'est le rapport de la puissance de sortie F.I. (sur 1 kΩ environ) à la puissance H.F. fournie par le cadre à la base du transistor. Ce gain est fonction de trois paramètres : le courant continu de polarisation, la tension délivrée par l'oscillateur et la fréquence du signal.

Avec les transistors au silicium dont le gain h_{21E} est compris entre 150 et 300, on est obligé d'augmenter le courant de polarisation I_E entre 0,8 et 1 mA. Par contre, la tension d'oscillation est réduite, généralement entre 100 et 180 mV. Le gain de conversion est légèrement supérieur et compris entre 28 et 30 dB.

Le facteur de bruit de l'étage est compris entre 4 et 6 dB.

Le boîtier oscillateur utilise un bobinage commun pour les P.O. et pour les G.O. Pour une F.I. de 480 kHz, la gamme à couvrir en P.O. s'étend de 0,520 + 0,480 = 1 MHz à 1,620 + 0,480 = 2,1 MHz, soit un rapport de 2,1, alors que le rapport du circuit d'entrée est de 3,1. C'est pourquoi la capacité maximale du condensateur variable est de 120 pF, au lieu de 280 pF. Les

courbes des deux éléments assurent une commande unique satisfaisante, sans avoir besoin de condensateur en série dans le circuit accordé oscillant. Seul le condensateur parallèle, ou trimmer, est utile sur les deux éléments pour un réglage à 1400 kHz en « haut de gamme ».

Le calcul montre que la valeur de 180 μH $\pm$ 10 %, associée à 120 pF + trimmer 10 pF + câblage 20 pF = 150 pF, convient pour obtenir la fréquence la plus basse, soit 1 MHz (réception sur 520 kHz).

En G.O., la gamme à couvrir par l'oscillateur s'étend de 150 + 480 = 630 kHz à 270 + 480 = 750 kHz, soit un rapport de 1,2 contre 1,8 pour le cadre. Elle s'obtient en plaçant en parallèle sur le condensateur variable un condensateur fixe d'environ 230 pF associé à un trimmer de 5-45 pF. Il doit être réglé pour obtenir la réception de la fréquence 270 kHz, lorsque le condensateur variable est entièrement ouvert. La capacité résiduelle à ce moment est : 10 pF résiduelle du C.V. + 10 pF trimmer P.O. + 230 pF + 35 pF trimmer G.O. + 20 à 25 pF câblage, soit 310 pF.

Le bobinage est réalisé dans un pot fermé réglable miniature. Il comprend le circuit accordé avec une prise d'adaptation reliée à l'émetteur du transistor et l'enroulement d'entretien des oscillations placé dans le collecteur. Le nombre de spires de l'enroulement d'entretien et de l'enroulement de couplage est assez critique pour obtenir une bonne adaptation et une tension d'oscillation régulière pour toute l'étendue des deux gammes. Il faut également que l'oscillation se maintienne, même lorsque la pile est usée.

La prise émetteur entre 1-2 ne comporte généralement que 2 à 5 spires. Le rapport de l'entretien 4-5 par rapport à l'accord 1-3 est compris entre 6 et 10 %.

Le transistor est polarisé normalement par un pont de base, pour I_B = 0,9 mA. Il doit avoir un gain h_{21E} compris entre 150 et 300. La résistance de 330 Ω dans le collecteur sert à régulariser la tension d'oscillation qui, à 1 MHz, est de 125 mV $\pm$ 10 %.

• Réception sur antenne

La figure 7-29 donne le schéma d'une prise antenne commutée. Le fait d'appuyer sur la touche antenne débranche le cadre et met en service un boîtier différent pour les P.O. et pour les G.O. Ce boîtier miniature renferme un pot fermé réglable, dans lequel a été bobiné un enroulement de 260 μH en P.O. ou de 2,8 mH en G.O. Deux prises intermédiaires permettent le branchement de l'antenne et la liaison à la base du transistor.

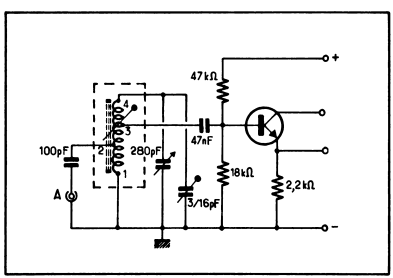


Fig. 7-29. — Prise antenne commutée.

Ces pots fermés peuvent être en fer H.F. ou en ferrite; le calcul du nombre de spires et des différents paramètres a été étudié au début de ce chapitre, c'est pourquoi on se borne à indiquer la valeur de ces bobinages. La position des prises dépend de la capacité de l'antenne d'une part et du type de transistor oscillateur mélangeur d'autre part.

Le rapport d'adaptation de base 1-4/3-4 est supérieur à 10. Le rapport d'antenne 1-4/1-2 est compris entre 3 et 5.

• Accord par inductance variable

Les *récepteurs auto-radio* sont souvent équipés d'un étage oscillateur-mélangeur à accord par inductance variable. On sait qu'un circuit oscillant L.C. peut être accordé, soit par la capacité, soit par l'inductance. Les récepteurs classiques sont à accord par capacité variable et tout récemment par diodes à capacité variable; il en est autrement pour les récepteurs voiture. La fig. 7-30 donne un schéma classique d'étage d'entrée. L'antenne auto-radio et son câble blindé présentent une capacité de l'ordre de 60 pF, ce qui est important. Cette capacité vient en parallèle avec l'entrée et à la partie inférieure de la bobine d'accord L; on obtient ainsi un couplage capacitif à la base qui augmente le gain du circuit d'entrée et donc la sensibilité de l'appareil.

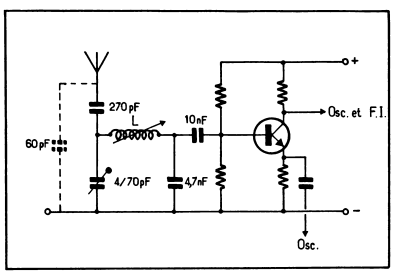


Fig. 7-30. — Étage d'entrée d'un auto-radio à accord par inductance variable.

Avec ce schéma le bouton commande à la fois le déplacement de l'aiguille sur le cadran et celui des noyaux en ferrite qui se déplacent dans les bobines d'accord et d'oscillation locale. Ces bobinages sont particulièrement difficiles à calculer et à construire. Le nombre de spires est insuffisant à connaître, car il faut aussi bobiner le fil avec un pas variable sur plusieurs couches décalées pour obtenir une variation de fréquence convenable permettant la commande unique.

Ces bobines et l'ensemble du récepteur doivent être sérieusement blindés pour éviter toute introduction des parasites de la voiture.

Accord par diode à capacité variable

La figure 7-31 donne le principe d'un étage oscillateur-mélangeur à accord par diode à capacité variable.

Les deux diodes : accord H.F. (CVa) et oscillateur CVo) sont généralement montées dans le même boîtier; elles sont appariées de façon qu'une même tension en inverse, donne une capacité plus importante en accord qu'en oscillateur. La valeur des capacités maximales à -2 V est du même ordre de grandeur que celle donnée par un condensateur variable 280 + 120 pF. Ainsi,

la valeur de la self-induction des bobinages d'accord et d'oscillateur est peu modifiée. La commande unique est réglée par les capacités parallèles Cpa et Cpo et par la valeur fixe de C_s.

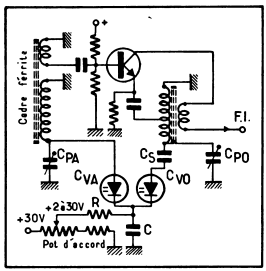


Fig. 7-31. — Principe d'un étage oscillateur-mélangeur à accord par diode à capacité variable.

Le curseur du potentiomètre d'accord est réuni à l'aiguille qui parcourt le cadran du récepteur.

Le calcul d'un tel étage débute par le choix de la diode double et par l'étude de ses caractéristiques. On en déduit la valeur de la self-induction des bobines d'accord et d'oscillation locale. Les rapports d'adaptation restent dans les mêmes limites que précédemment.

8.5. L'étage oscillateur-mélangeur pour ondes courtes

Afin de recevoir les P.O.-G.O. et les ondes courtes, il est préférable d'adopter un condensateur variable double de mêmes valeurs, généralement 280 + 280 pF. Le rapport des fréquences pouvant être reçues ne dépasse guère 2,5. C'est pourquoi, il n'est pas possible de couvrir de 11 m à 50 m, (28 à 6 MHz), soit un rapport de 5.

On adopte souvent la bande 24 à 51 m (13 à 5,85) rapport 2,2. Les récepteurs spéciaux ondes courtes disposent de 2 ou 3 gammes, afin de couvrir toute la bande O.C.

Si on conserve un condensateur 280 + 120 pF, on ne peut recevoir que la bande 49 m étalée pour un réglage aisé.

La réception s'effectue, soit sur antenne extérieure, soit sur antenne télescopique.

La figure 7-32 donne le schéma de principe d'un tel étage. La figure 7-33 montre un exemple de support utilisable en O.C. Ce mandrin est composé d'une poulie en ferrite Ni-Zn, d'un support en plastique nervuré pour recevoir et maintenir le fil et d'une coupelle de réglage en ferrite. L'embase comporte six picots pour circuit imprimé. On peut donc bobiner, soit deux enroulements avec ou sans prise intermédiaire, soit trois enroulements séparés. Le fil plein est du 0,08 mm isolé à l'émail soudable.

L'antenne télescopique est reliée directement à la bobine d'accord H.F.; l'antenne extérieure doit avoir un condensateur en série pour minimiser la capacité de l'antenne par rapport à la terre et elle aboutit à un enroulement séparé.

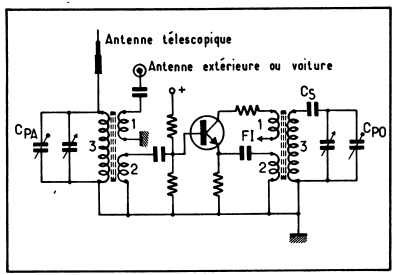


Fig. 7-32. — Principe d'un étage oscillateur-mélangeur pour ondes courtes.

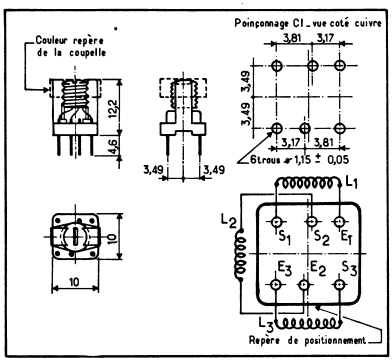


Fig. 7-33. — Exemple de mandrins pour bobinage O.C. (Oréga).

Le couplage avec la base du transistor est effectué également au moyen d'un enroulement séparé.

L'oscillateur comprend, aussi, trois enroulements : l'accord, l'entretien des oscillations et le couplage avec l'émetteur du transistor.

Comme on adopte des condensateurs variables de même valeur de capacité, pour réaliser la commande unique, il faut prévoir sur l'oscillateur un condensateur série (C_s) et un condensateur parallèle (C_{pa}). L'ajustable C_{pa} permet de faire coïncider la réception avec la gravure du cadran.

Pour recevoir la gamme 24-50 m, en utilisant ces supports, il faut environ : L_1 : 3 spires, L_2 : 2 spires, L_3 : 15 spires pour l'accord et pour l'oscillateur : L_1 : 6 spires, L_2 : 1 à 2 spires et L_3 : 14 spires. Les condensateurs variables sont du type 280 + 280 pF.

Le calcul des bobinages doit être effectué après avoir choisi le mandrin, les condensateurs variables et le transistor.

8.6. Les étages F.I. et détection

Schéma général avec transformateurs à un circuit accordé

Après l'oscillateur-modulateur, le signal à recevoir est converti en l'une des deux fréquences normalisées : 455 ou 480 kHz. Il s'agit d'amplifier cette fréquence intermédiaire et de donner au récepteur une sélectivité suffisante. Le contrôle automatique de gain (C.A.G.) est appliqué sur le premier étage F.I. de façon à éviter la saturation des circuits lors de la réception d'un signal à champ fort. Pour obtenir une sensibilité satisfaisante on prévoit deux étages F.I. et par conséquent trois transformateurs. Le premier charge le collecteur du transistor oscillateur-modulateur et le dernier fournit le signal à la diode de détection.

La figure 7-34 donne un schéma classique des étages F.I. Il y a lieu de tenir compte du transistor oscillateur-modulateur TR_1 dans le calcul des circuits, ainsi que de la détection. En général on part du niveau détecté nécessaire à l'amplificateur B.F. et on remonte jusqu'à TR_1.

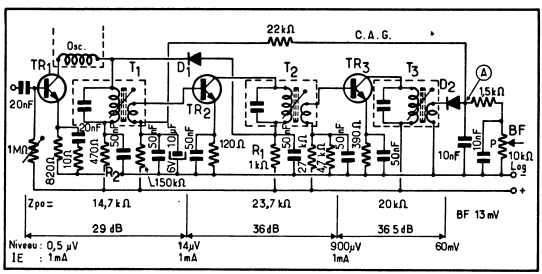


Fig. 7-34. — Schéma classique des étages F.I.

La grande majorité des récepteurs sont munis de transformateurs à un seul circuit accordé qui donnent une courbe de sélectivité satisfaisante bien qu'un peu pointue. Les récepteurs de luxe, dans lesquels on désire obtenir une excellente qualité musicale, sont équipés d'un ou de deux transformateurs à deux circuits accordés (T_2 - T_1). On obtient, ainsi, une courbe de sélectivité plus large à 3 dB et plus serrée au-dessus de 6 dB.

La figure 7-34 donne une indication, de l'impédance du circuit accordé de chacun des boîtiers, du gain de chaque étage, du niveau du signal à l'entrée et de la tension B.F. en sortie.

Calcul d'un transformateur F.I. à un circuit accordé

Un transformateur à fréquence intermédiaire placé entre le collecteur du transistor qu'il charge et la base de celui auquel il transmet l'énergie a un double but :

— Par sa surtension en charge Q_c ,il assure la sélectivité de l'étage amplificateur;

— Par le rapport de transformation qu'il comporte entre son entrée primaire et sa sortie secondaire, il permet de ne pas brancher directement sur le collecteur, dont l'impédance est très élevée, une base dont l'impédance faible pourrait conduire à un gain inférieur à 1.

La figure 7-35 donne le schéma théorique de l'étage. On suppose que le circuit ne comporte qu'un seul enroulement, alors qu'en pratique le secondaire (n_2) est séparé du primaire. Cette simplification est justifiée, puisqu'avec les circuits magnétiques en pot fermé actuels, le coefficient de couplage entre

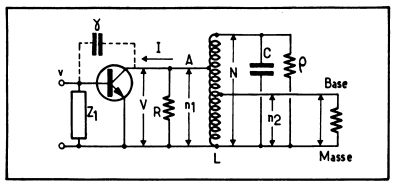


Fig. 7-35. — Schéma théorique d'un transformateur F.I.

les enroulements est de 1. Les notations de la figure ont les significations suivantes :

— Z_1 est l'impédance totale entre base et émetteur du transistor d'entrée;
— v est la tension appliquée sur cette base;
— L est la self-induction totale du circuit accordé. Elle comprend N tours, avec une prise primaire à n_1 tours, si on ne désire pas relier le collecteur en « haut » du bobinage et une prise secondaire à n_2 tours pour la base du transistor de sortie;
— C est la capacité d'accord du circuit. Elle est imposée par des considérations technologiques de coût et d'encombrement;
— Q_o est la surtension du circuit accordé à vide;
— Q_c est la surtension en charge;
— ρ est la résistance de perte du transformateur, c'est aussi l'impédance à vide du circuit accordé :

$$\rho = Q_o L \omega_o = Q_o \frac{1}{C \omega_o} \qquad \text{(à l'accord).}$$

Posons $q = \dfrac{Q_c}{Q_o} < 1$;

— r est la charge sur laquelle est raccordée le secondaire. Il peut s'agir de l'entrée du transistor suivant ou de la détection :

— g est le gain en tension de base à base, c'est-à-dire : $g = \dfrac{u}{v}$;

— R est l'impédance de sortie du transistor entre collecteur et émetteur. On néglige R, car sa valeur très élevée intervient peu dans les résultats des différents calculs que sa présence rend plus compliqués.

Notons, enfin, que la tension alternative v appliquée sur la base fait apparaître dans le collecteur un courant alternatif i. Si on appelle y la pente du transistor : $i = y\,v$.

Si Z_2 est l'impédance qui charge le collecteur, il apparaît sur ce dernier une tension $V = Z_2\, i = y\, Z_2\, v$.

La tension u est égale à : $V \times \frac{n_2}{n_1}$,

$$u = \frac{n_2}{n_1} y Z_2 v \qquad \text{et} \qquad g = \frac{n_2}{n_1} y Z_2.$$

Notons que Z_2 n'est autre que l'équivalent de la mise en parallèle de ρ et de r ramenés au point A :

$$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{(n_1/n_2)^2 r} + \frac{1}{(n_1/N)^2 \rho}.$$

En fait, comme on néglige R dans le calcul :

$$Z_2 = \left(\frac{n_1}{N}\right)^2 q \rho.$$

Facteur de stabilité

Pour que l'étage amplificateur ne rentre pas spontanément en oscillation, en raison de l'influence de la capacité collecteur-base γ, on est obligé de limiter la valeur de Z_1 et de Z_2 à une certaine valeur maximale. Ce qui limite donc le gain. On a théoriquement :

$$Z_1 \cdot Z_2 \cdot \gamma \omega y < 2.$$

Pour obtenir une courbe de sélectivité symétrique on est obligé de prendre une marge de sécurité importante. En effet, si : $Z_1 \cdot Z_2 \cdot \gamma \omega y = 1$ doit donner satisfaction au point de vue stabilité, la courbe de sélectivité prend alors l'allure de la figure 7-36. Pour obtenir une courbe symétrique en tenant compte de la dispersion des divers éléments on choisit :

$$Z_1 \cdot Z_2 \cdot \gamma \omega y = 0{,}2.$$

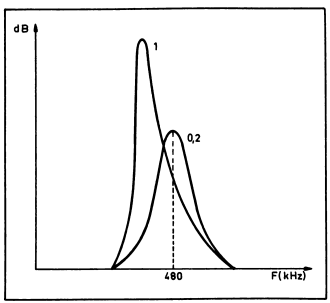


Fig. 7-36. — Courbe de sélectivité F.I. pour un amplificateur dont $Z_1 \cdot Z_2 \gamma \omega, y = 1$ et 0,2.

On peut alors, soit calculer Z_2 à partir de cette relation et voir si le gain correspond à la valeur désirée, soit calculer Z_2 à partir du gain et vérifier que la condition de stabilité est satisfaite. Nous prendrons la première méthode.

Il est intéressant de rappeler le rôle de la capacité de réaction entre collecteur et base. Elle permet à la tension collecteur V d'agir sur la base, et ceci d'autant plus que l'impédance de la capacité sera faible (donc $C_{b'c}$ et ω grands) et l'impédance Z_1 élevée. D'autre part, la tension V est d'autant

plus forte que Z_2 et y sont plus élevés. C'est pourquoi, le fait pour les transistors modernes d'avoir une faible capacité de réaction n'est pas tout, il ne faut pas trop augmenter les impédances Z_1 et Z_2 qui chargent le transistor. C'est à ces conditions seulement que l'on peut supprimer la capacité de neutrodynage.

Calcul de n_1

D'après les définitions vues précédemment :

$$n_1^2 = \frac{Z_2 N^2}{q \rho}.$$

Considérons un cas concret. On choisit le boîtier 10 × 10 mm *Oréga*. La fréquence d'accord est de 480 kHz. Des raisons d'encombrement et de prix conduisent à utiliser des circuits ayant un Q à vide (Q_o) de 85 avec un nombre de tours N de 160 et une capacité d'accord C de 200 pF.

On a donc :

$$\rho = Q_o \frac{1}{C \omega} \neq 140\,000.$$

La sélectivité usuelle sur des récepteurs de radio courants, nous conduit à prendre une surtension en charge (Q_c) de 75, soit pour le facteur q une valeur de 0,9. On a donc :

$$n_1 = \sqrt{\frac{Z_2}{0{,}9 \times 140\,000}} \times 160.$$

La valeur de Z_2 nous donnera donc n_1. Or :

$$Z_2 = \frac{0{,}2}{Z_1 \gamma \omega y}.$$

Pour un transistor drift au germanium polarisé avec un courant collecteur de l'ordre de 700 µA, on a : $\gamma = 1{,}6$ pF et $y = 25$ mA/V tandis que, à 480 kHz, $\omega = 3 \cdot 10^6$. Par ailleurs, on a intérêt à prendre pour Z_1 des valeurs assez basses. Adoptons 200 Ω.

$$Z_2 = \frac{0{,}2}{200 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-12} \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-3}} = 8300\ \Omega$$

et :

$$n_1 = \sqrt{\frac{8300}{0{,}9 \times 140\,000}} \times 160 = 41 \text{ tours.}$$

Pour un transistor planar silicium, on a : Courant collecteur : 1 mA, $\gamma = 0{,}7$ pF, $y = 35$ mA/V, $Z_1 = 200$ Ω.

D'où :

$$Z_2 = \frac{0{,}2}{200 \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-12} \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 35 \cdot 10^{-3}} = 13\,600\ \Omega$$

et :

$$n_1 = \sqrt{\frac{13\,600}{0{,}9 \times 140\,000}} \times 160 = 54 \text{ tours.}$$

On voit qu'entre un transistor drift et un transistor planar Si, l'impédance Z_2 passe de 8300 Ω à 13 600 Ω et que la prise de collecteur passe de 41 à 54 tours. Le reste du circuit est inchangé.

Calcul de n_2

A partir des précédentes définitions :

$$q = \frac{Q_c}{Q_o} = \frac{1}{\rho} \frac{(N/n_2)^2 r \cdot \rho}{(N/n_2)^2 r + \rho}$$

$$(N^2 r + n_2^2 \rho) q = N^2 r,$$

et :

$$n_2 = N \sqrt{\frac{r}{\rho} \cdot \frac{1-q}{q}}.$$

Dans les transistors drift ou planar Si, on peut prendre pour r la même valeur, soit 1800 Ω environ, donc :

$$n_2 = 160 \sqrt{\frac{0{,}1}{0{,}9} \cdot \frac{1800}{140\,000}} = 6 \text{ tours.}$$

Le gain de l'étage sera alors :

— Dans le cas du transistor drift :

$$g = \frac{6}{41} - 25 \cdot 10^{-3} \cdot 8300 = 32, \text{ soit } 30 \text{ dB.}$$

— Dans le cas du transistor planar silicium :

$$g = \frac{6}{54} \cdot 35 \cdot 10^{-3} \cdot 13\,600 = 53, \text{ soit } 35 \text{ dB.}$$

Notons, enfin, que l'impédance vue par le transistor suivant entre les points B et M du transformateur sera :

$$\left(\frac{n_2}{N}\right)^2 \rho = \left(\frac{6}{160}\right)^2 140\,000 = 197$$

pour les deux transistors; ce qui justifie l'hypothèse faite pour le choix de l'ordre de grandeur de Z_1.

NORMALISATION DES TRANSFORMATEURS F.I. A UN CIRCUIT ACCORDÉ

Un transformateur F.I. comprend : un circuit accordé sur 455 kHz ou sur 480 kHz et un enroulement de couplage avec la base du transistor suivant. Pour le réaliser, il existe théoriquement un nombre très élevé de solutions. On peut, en effet, soit choisir « L grand et C petit » pour obtenir l'accord, ou l'inverse « L petit et C grand », ou bien encore toute solution intermédiaire. Ce qu'il faut, c'est construire un circuit dont l'impédance est de l'ordre de 20 kΩ et le coefficient de surtension (Q) voisin de 100.

Pour cela différentes normalisations ont vu le jour.

• **Spécification FNIE 038 :** dimensions : H : 22,5 mm max. longueur : 17,78 (7 pas de 2,54 mm), largeur : 10,16 (4 pas de 2,54 mm). La figure 7-37 donne la position des sorties et des fixations sur un circuit imprimé. Trous pour les broches : 1,3 mm, pour les fixations : 1,7 mm. Le sens des bobinages doit être tel que, en réunissant B et E, un observateur entrant par A et sortant par D tourne toujours dans le même sens. Tension de service maximale entre enroulements et boîtier : 30 V. Rigidité diélectrique : 300 V. Résistance d'isolement (tension d'essai : 50 V) : 4,7 MΩ.

Ce boîtier à un circuit accordé contient un pot fermé en fer H.F. réglable et le condensateur fixe d'accord qui peut atteindre 2 200 pF. Une prise peut être prévue sur le circuit accordé; l'enroulement de base est séparé.

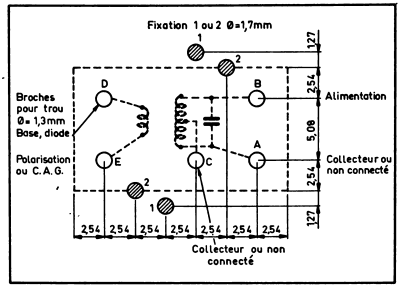


Fig. 7-37. — Sorties d'un transformateur F.I. à un circuit accordé selon la spécification F.N.I.E. 038.

Fig. 7-38. — U.T.E. NF C 93.355 pour les transformateurs F.I. aux dimensions 10,5 + 12 + 17 mm.

• **Norme NF C 93355 :** dimensions : H : 17 mm, longueur : 12 mm, largeur : 10,5 mm. La figure 7-38 donne le brochage et l'implantation sur un circuit imprimé.

• **Hors normes :** genre boîtiers japonais.

Modèle : H : 13 mm, longueur et largeur : 10 mm. La figure 7-39 montre la réalisation faite par *Oréga*. Ce boîtier contient une poulie de 4,5 mm de hauteur, sur 4 mm de diamètre extérieur. La gorge de la poulie qui reçoit le fil mesure 1,7 mm de diamètre et 2,5 mm de hauteur. Cette partie est en ferrite. Elle est coiffée par une vis en fer H.F. creuse qui s'engage dans le pas de vis du support plastique. Un isolement plastique coiffe le tout qui est introduit dans le boîtier. Le condensateur à film plastique est placé dans un logement situé entre les broches de sortie. Ce logement est si petit qu'il ne peut recevoir les condensateurs que jusqu'à 200 pF. Par conséquent, il s'agit d'un transformateur à « grand L et petit C ». Pour obtenir l'accord sur 480 kHz

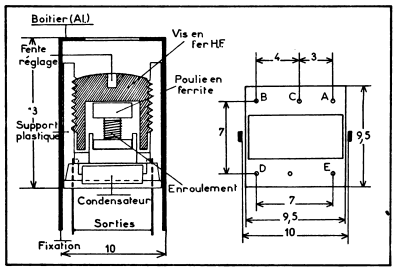


Fig. 7-39. — Transformateur miniature 10 × 10 *Oréga*. D = base ou diode; E = polarisation ou C.A.G.; A = collecteur ou non connecté; B = alimentation; C = collecteur ou non connecté.

avec un condensateur de 200 pF, il faut une self-induction de 530 µH. Grâce à la perméabilité élevée de la poulie en ferrite, il faut 160 spires pour obtenir cette valeur.

Modèle : H : 10 mm, longueur et largeur : 7 mm. Les sorties sont disposées sur un carré de 4,5 mm de côté. Leur technologie de fabrication est la même que celle du boîtier 10 × 10 de la figure 7-39. La valeur maximale du condensateur d'accord est de 180 pF. Pour 480 kHz, l'impédance primaire est comprise entre 13 kΩ et 30 kΩ, avec une impédance secondaire entre 130 Ω et 450 Ω. La surtension à vide est de 70 à 110 selon les modèles.

QUELQUES EXEMPLES DE RÉALISATION

— *Oréor* dans ses boîtiers 12 × 10,5 × 17 mm donne à 480 kHz : $Q_c = 75$; Impédance $Z_s = 20$ kΩ. Impédance secondaire : 210 Ω pour une charge $r = 2$ kΩ.

— R.T.C. *sur boîtiers normalisés FNIE 038 en pot fermé de fer H.F.* Il s'agit de transformateurs sans prise pour le collecteur.

Premier boîtier T_1 :

$Q_o = 92,5$; $L_p = 54$ µH; $C_s = 2200$ pF.
Il s'agit d'un circuit accordé à « L petit - C grand ».
— $Z_s = 14\,700$ Ω;
— N = $n_1 = 63,5$ spires en fil multiple 10 brins de 0,05 mm;
— $n_2 = 4,5$ spires en fil de 0,10 mm guipé;
— rapport $n_1/n_2 = 0,071$.

Deuxième boîtier T_2 :

— $Q_o = 100$; $L_p = 82$ µH; $C_s = 1500$ pF.
— $Z_s = 23\,700$ Ω;
— N = $n_1 = 73,5$ spires en fil multiple 10 brins de 0,05 mm;
— $n_2 = 6,5$ spires, fil 0,10 mm guipé;
— rapport $n_1/n_2 = 0,0885$.

Troisième boîtier T_3 :

Ce transformateur est différent au secondaire, car au lieu de charger l'entrée du transistor suivant (r = 1800 Ω environ), il charge le circuit de détection qui comprend une résistance de 1,5 kΩ en série avec le potentiomètre de 10 kΩ (fig. 7-34), le tout en parallèle sur l'entrée du premier transistor B.F., soit environ 5 kΩ.

On obtient :

— Q_o primaire = 85; Q_o secondaire = 65; L_p = 82 µH; L_s = 23 µH;
— C_{12} = 1500 pF;
— Z_2 = 20 000 Ω;
— N = n_1 = 72,5 spires en fil multiple 10 brins de 0,05 mm;
— n_2 = 35 spires en fil de 0,10 mm guipé;
— rapport n_1/n_2 = 0,48.

Conclusion

Comment choisir les transformateurs F.I. parmi les différents types fabriqués : « grand L - petit C » ou « petit L - grand C », avec ou sans prise au primaire?

Pour les récepteurs ne comportant que les P.O. et les G.O., les résultats donnés par les différents types sont équivalents. On choisit généralement, soit le modèle « grand L - petit C » avec prise, soit le modèle « petit L - grand C » sans prise.

Pour les récepteurs prévus pour la réception des O.C., en plus des P.O. et des G.O., le problème est différent; en effet, le courant collecteur traverse le premier boîtier F.I., si L est grand il y a un risque de décrochage en O.C., donc obligatoirement on doit choisir la version « petit L - grand C » et sans prise pour les transistors modernes.

TRANSFORMATEURS F.I. A DEUX CIRCUITS ACCORDÉS

Un tel transformateur F.I. comprend deux circuits accordés réglables chacun sur 455 kHz ou sur 480 kHz. Ils peuvent être disposés en parallèle ou superposés dans un même boîtier (fig. 7-40), ou disposés chacun dans un blindage séparé faisant partie du même boîtier.

Dans les deux cas les enroulements sont placés chacun dans un pot fermé en fer H.F. ou en ferrite. Il faut donc assurer un couplage optimal entre les deux circuits. Lorsque les deux bobines sont dans le même boîtier, ce couplage est obtenu magnétiquement par deux entrefers appropriés.

Lorsque les deux enroulements sont séparés par un blindage, le couplage peut être capacitif ou inductif (fig. 7-41 a et b).

Le couplage capacitif est constitué par un petit condensateur d'une dizaine de picofarads branché « en tête » des deux circuits. Sa valeur est fonction de l'impédance des deux circuits, de façon à bien obtenir le couplage critique.

Le couplage inductif est constitué par quelques spires du secondaire qui sont placées dans le pot fermé du primaire. Le nombre de spires est déterminé de façon à obtenir également le couplage critique.

Le circuit primaire peut éventuellement comporter une prise pour le collecteur. Le circuit secondaire doit obligatoirement avoir une prise pour l'attaque de la base du transistor suivant. On sait que l'impédance d'entrée de ce transistor est d'environ 2 kΩ et qu'elle occasionnerait un amortissement inacceptable du secondaire.

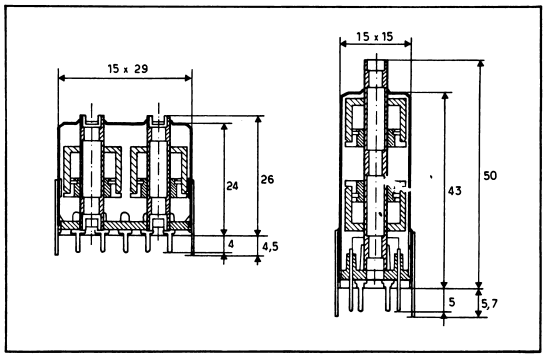


Fig. 7-40. — Représentation schématique de transformateurs F.I. à deux circuits accordés dans le même boîtier : bobines en parallèle; *(à droite)* bobines superposées *(à gauche)*.

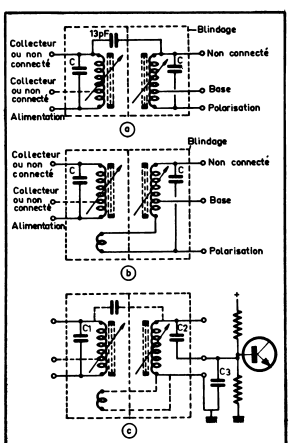


Fig. 7-41. — Différents schémas de transformateurs à deux circuits accordés. a : couplage capacitif; b : couplage inductif; c : prise secondaire capacitive avec couplage capacitif ou inductif.

Comme ces transformateurs, plus coûteux, ne sont utilisés que sur les appareils de luxe qui comportent souvent les O.C., les catalogues des constructeurs ne proposent, le plus souvent, que des modèles du type « L petit - C grand ». A ce moment C est compris entre 1500 et 2200 pF et donc L s'échelonne entre 82 et 53 µH. L'impédance de chacun des circuits est d'environ 20 kΩ. On voit qu'il s'agit de deux circuits qui se calculent chacun comme il l'a été exposé précédemment.

Avec les transistors modernes et ce type de circuit, la prise pour le collecteur au primaire est inutile. Afin d'éviter la prise sur le secondaire, on peut réaliser une prise capacitive (fig. 7-41 *c*). Elle peut être adoptée aussi bien avec le couplage capacitif qu'avec le couplage inductif. Si, par exemple, C_1 = 1500 pF, C_2 = 560 pF et C_3 = 22 nF, la prise capacitive créée est dans le rapport 560 pF/22 nF, soit 0,0254.

On utilise des transformateurs F.I. à deux circuits accordés pour améliorer la qualité musicale du récepteur. On obtient, en effet, une bande passante plus large à 3 dB et une sélectivité meilleure à 6 dB. En outre, le gain par étage est pratiquement le même.

Parfois, où place un transformateur à deux circuits (T_2) entre deux transformateurs à un circuit (T_1 et T_3); on améliore ainsi légèrement la courbe de réponse, sans trop augmenter le prix de revient.

A noter que le transformateur avant la détection (T_2) n'est jamais à deux circuits accordés, car il n'apporterait aucune amélioration à la courbe de réponse .Le secondaire de T_3 doit être adapté à l'impédance de la détection afin d'obtenir une tension assez élevée aux bornes de la diode. Enfin, il est bon de se souvenir que la pente de la courbe de sélectivité est de 6 dB par octave et par circuit accordé .

NORMALISATION DES TRANSFORMATEURS F.I. A DEUX CIRCUITS ACCORDÉS

• **Spécification FNIE 038 :** La figure 7-42 donne les dimensions et le brochage des transformateurs F.I. à deux circuits accordés : dimensions : H : 22,5 mm, L = 29 mm, *l* = 13 mm.

Le schéma intérieur est donné à titre indicatif seulement. Le circuit accordé primaire est placé entre A et B, sa prise éventuelle sort en C. L'enroulement entre J et K est utilisé dans le cas du couplage inductif.

Le circuit accordé secondaire sort entre F et H, la prise de base est prévue en G. Si, pour des applications spéciales, on désire un second enroulement

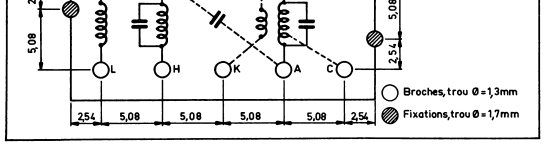


Fig. 7-42. — Sorties d'un transformateur F.I. à deux circuits accordés, selon la spécification F.N.I.E. 038.

au secondaire, il est placé entre G et L, et le circuit accordé n'a plus de prise. La capacité de couplage est soudée à l'intérieur du boîtier, ou à l'extérieur entre F et A. Pour la réalisation de la prise capacitive secondaire, le condensateur seul est branché en G.

Les autres spécifications sont similaires à celles du circuit accordé unique.

• **Hors normes :** On rencontre sur les catalogues des boîtiers dont la longueur de l'embase est double de celle du modèle correspondant à un circuit accordé, soit : 7 × 14 mm, 10 × 20 mm, 12,5 × 25 mm, 15 × 30 mm et 19 × 38 mm. Ces circuits sont réglables par un tournevis isolé agissant sur un noyau en ferrite dans chacun des deux bobinages. Le fabricant donne la valeur A_L en nH et le nombre de spires pouvant être placé dans les carcasses en fonction du diamètre du fil, entre 12 brins 0,04 mm et le fil plein de 0,1 mm, pour chacun de ses modèles. Il donne également la variation de self-induction obtenue par le réglage du noyau; elle est de l'ordre de ±15 % à ±20 %.

AMPLIFICATEURS F.I. A FILTRE CÉRAMIQUE ET A CIRCUITS INTÉGRÉS

La figure 7-43 donne le principe des boîtiers F.I. pour circuits intégrés, avec ou sans filtre céramique.

Un circuit intégré pour récepteur reçoit en entrée, le signal haute fréquence sélectionné par le cadre ferrite et le condensateur variable d'accord, ainsi que

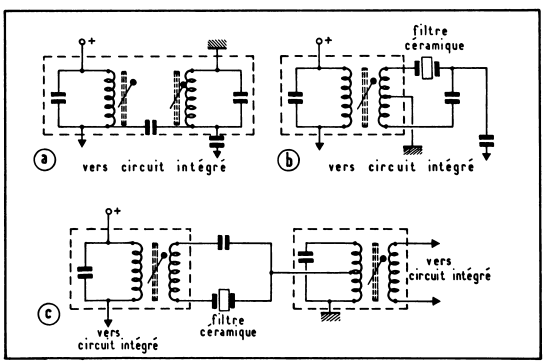


Fig. 7-43. — Principe des boîtiers F.I. pour circuits intégrés, avec ou sans filtre céramique. (a) transformateur à deux circuits accordés; (b) transformateur à un circuit accordé avec filtre céramique; (c) transformateur en deux boîtiers avec liaison par filtre céramique.

les bobinages accordés par le condensateur variable d'oscillateur pour produire l'oscillation locale. Ces différents bobinages ne sont en rien modifiés.

Par contre, pour l'amplificateur F.I., il suffit de brancher aux bornes correspondantes du circuit intégré, un seul transformateur F.I., avec ou sans filtre céramique.

Ces filtres sont des éléments piezo électriques dont la céramique est à base de zirconates et de titanates de plomb. Ils présentent un coefficient de surtension très élevé, voisin de 1 000, un faible coefficient de température et une bonne stabilité. Ils sont livrés prêts à l'emploi centrés sur 452 kHz *(R.T.C.)*

Le filtre se comporte comme un circuit résonnant série dont l'impédance est élevée pour toutes les fréquences autres que celle pour laquelle il est réglé. Sa courbe de sélectivité peut être très pointue.

Le transformateur A (fig. 7-43) est classique, il comprend deux circuits accordés à liaison capacitive. Le transformateur B comporte un primaire accordé et un secondaire à prise médiane qui est relié au filtre et à un condensateur en parallèlę. Cette capacité est en opposition avec la capacité parallèle du filtre et elle régularise la courbe de réponse. Le secondaire est un simple enroulement de couplage dont la self induction est très petite devant celle du primaire, il ne comporte que quelques spires (2 à 5 environ). Le calcul du primaire est classique.

Le transformateur C est plus élaboré, il est constitué par deux boîtiers à un circuit accordé, reliés ensembles par le filtre céramique. Seule la fréquence d'accord peut être transmise d'un boîtier à l'autre.

Les circuits accordés sont classiques; celui du second boîtier comporte une prise à environ cinq spires du sommet du bobinage. Le secondaire du premier boîtier est semblable à celui du transformateur B. Le secondaire du second boîtier constitue une inductance de couplage avec le circuit intégré, il comprend environ dix spires.

Ces valeurs constituent des ordres de grandeur qui doivent être précisées en fonction du type de circuit magnétique, de la valeur de la F.I. et des caractéristiques du circuit intégré.

9. LES BOBINAGES POUR RÉCEPTEURS A MODULATION DE FRÉQUENCE (M.F. OU F.M.)

9.1. La gamme à recevoir

Les stations modulées en fréquence émettent dans la bande métrique II, c'est-à-dire entre 87,5 et 100 MHz en France, jusqu'à 104 MHz en Allemagne, et 108 MHz dans certains pays.

Le schéma classique d'un récepteur superhétérodyne doit être modifié pour tenir compte des fréquences élevées utilisées et de la technique particulière à la modulation de fréquence.

L'antenne ou le cadre sont ici remplacés par un doublet accordé sur la fréquence médiane de la plage à recevoir. Étant donné sa faible sélectivité propre, le gain est pratiquement constant pour toute la bande II. Le doublet peut être extérieur, ou intérieur dans le coffret du récepteur. Il est constitué par une ou deux antennes télescopiques de longueur appropriée. Les antennes extérieures doivent satisfaire à la spécification F.N.I.E. 010.

9.2. Le principe du récepteur

La figure 7-44 donne le bloc-diagramme d'un récepteur mixte A.M.-F.M.; il est en effet très rare de rencontrer des récepteurs recevant seulement la modulation de fréquence. Ce schéma a été complété par le démodulateur stéréophonique F.M. et par les étages basse fréquence. On sait que le programme France-Musique est transmis en stéréophonie multiplex.

Le récepteur se compose des éléments suivants :

LA TÊTE HAUTE-FRÉQUENCE, CHANGEUR DE FRÉQUENCE F.M.

L'étage H.F. est indispensable pour plusieurs raisons. Le récepteur doit satisfaire aux règles de normalisation qui imposent un rayonnement faible de l'oscillateur local dans l'antenne, afin de ne pas gêner les autres utilisateurs de récepteurs A.M.-F.M. et télévision (44 dB au-dessous de 1 mW, soit environ 100 nW).

L'étage H.F. sert donc pour amplifier le signal et permettre que le changement de fréquence s'opère dans les meilleures conditions. Il constitue également une séparation efficace entre l'oscillateur local et l'antenne réduisant le rayonnement parasite.

Étant donné les fréquences élevées de cette bande, les bobinages sont très simples. Les bobinages d'antenne, de liaison et d'oscillation locale sont réalisés sur des petits mandrins en plastique réglables par une vis en ferrite au Ni-Zn prévue pour 100 MHz. Le fil est en cuivre argenté d'environ 1 mm, bobiné à spires espacées de 1 mm. Le primaire et le secondaire sont bobinés à la suite l'un de l'autre. Pour un mandrin de 8 mm de diamètre, les enroulements comprennent entre 2 et 4 spires.

Pour le changement de fréquence on utilise le montage à conversion additive.

La valeur de la fréquence intermédiaire ne peut plus être de 455 ou 480 kHz. Comme la fréquence incidente est plus élevée, il faut choisir une fréquence F.I. en rapport. Il a été normalisé 6,75 MHz et 10,7 MHz. C'est cette dernière valeur qui est universellement utilisée.

LES ÉTAGES F.I ET LA DÉMODULATION F.M.

Les bobinages F.I. sont fabriqués sur des mandrins en plastique ou en fer H.F. comportant une vis de réglage. Le fil est émaillé, son diamètre est compris entre 0,20 et 0,30 mm. Sur un mandrin de 6 mm, les enroulements primaire et secondaire ont environ 25 spires jointives.

La détection F.M. est très différente de celle utilisée en A.M. On rencontre deux schémas de base : le discriminateur Foster-Seeley et le détecteur de rapport, auxquels sont venus s'adjoindre des schémas sans bobinages et pour circuits intégrés qui sortent du cadre de cette étude.

Il est bon de se souvenir que la largeur de bande à la détection doit être d'au moins 250 kHz. L'excursion en fréquence de la modulation est de ± 75 kHz.

Afin de bien transmettre les fréquences élevées du spectre sonore elles sont suramplifiées à l'émission. On dit qu'elles ont été préaccentuées de 50 μs. Après la détection il faut prévoir un filtre de 50 μs de constante de temps (47 kΩ et 1 nF) pour réduire l'amplification des aigus et avoir une courbe de réponse B.F. linéaire.

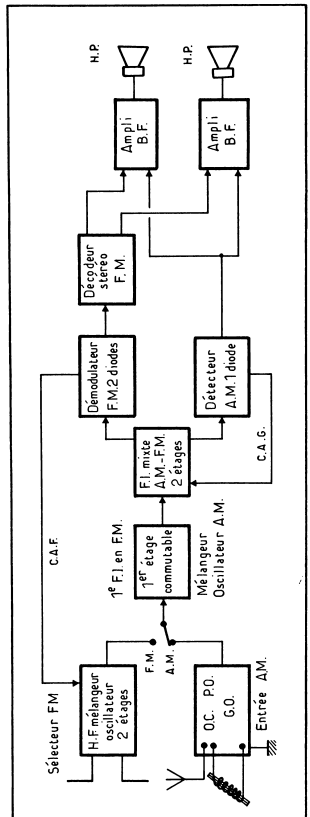


Fig. 7-44. — Bloc diagramme d'un récepteur AM-FM stéréophonique.

LE RÉCEPTEUR MIXTE A.M.-F.M.

Les circuits d'entrée sont séparés par suite des fréquences très différentes à recevoir. On trouve le bloc-clavier A.M. qui comporte les circuits habituels et une touche supplémentaire F.M. assurant les commutations. Les circuits d'entrée A.M. ne sont pas modifiés.

Par contre, les étages F.I. doivent être mixtes et amplifier un signal soit sur 455 ou 480 kHz, soit sur 10,7 MHz. Il ne peut être question de commuter tous les circuits aux bornes des transistors, car la complication du schéma entraînerait des pertes et des risques d'accrochage difficiles à maîtriser.

On place donc en série et sans commutation les deux boîtiers F.I.-F.M. et F.I. - A.M. En A.M., les quelques spires du bobinage F.M. sont sans importance. En F.M., la forte inductance des enroulements A.M. agit comme une bobine d'arrêt. Il faut donc placer aux bornes du transistor d'abord le boîtier F.M. et ensuite l'élément A.M.

Les boîtiers par eux-mêmes ne subissent pas de modifications, on place côte à côte sous leur blindage individuel les deux transformateurs.

On constate, dans la pratique, qu'il faut une amplification F.I. plus importante en F.M. qu'en A.M., afin de pouvoir recevoir aisément les principales stations. Pour éviter l'emploi d'un transistor supplémentaire, on adopte une commutation différente.

Le premier transistor qui, en A.M., assure le changement de fréquence est reporté en entrée de l'amplificateur F.I., il est commutable. En A.M. il assure son rôle normal et en F.M. il devient un amplificateur F.I. supplémentaire.

Un tel récepteur comprend cinq transistors avant la démodulation : deux dans le sélecteur F.M. et trois dans l'ensemble A.M.-F.I. La démodulation nécessite trois diodes : deux en F.M. et une en A.M.

9.3. La tête H.F. ou le sélecteur F.M.

Le sélecteur V.H.F. est également appelé tuner FM ou tête FM, il comprend dans un blindage soigné l'étage H.F. et l'étage oscillateur-mélangeur. L'accord des circuits peut être réalisé, soit par condensateur variable, soit par inductance variable, soit par diodes à capacité variable.

L'étage H.F. doit être réglé pour obtenir le plus faible facteur de bruit avec un gain convenable.

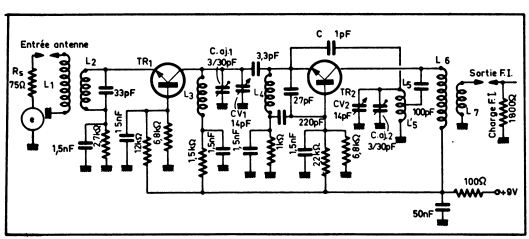


Fig. 7-45. — Schéma du sélecteur F.M. à accord par condensateur variable.

LE SÉLECTEUR F.M. AVEC ACCORD PAR CONDENSATEUR VARIABLE

La figure 7-45 donne le principe d'un tel sélecteur. Il couvre la gamme 86,5 à 108 MHz; sa fréquence intermédiaire est de 10,7 MHz.

La gamme couverte est relativement étroite et la fréquence intermédiaire faible par rapport aux fréquences de réception. Les valeurs nominales des inductances ajustables par noyau et des condensateurs ajustables et variables pourront être les mêmes pour les circuits d'accord et d'oscillation.

Les condensateurs variables normalisés pour la F.M. ont une variation de capacité utile de 14,5 pF, avec une résiduelle de 2,5 pF. Il y a lieu d'ajouter la valeur de l'ajustable (3/30 pF) et la capacité parasite du circuit.

De la formule :

$$r = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{\Delta CV}{C_o} + 1}$$

on tire la valeur maximale de C_o à 86,5 MHz, soit environ 25,5 pF, d'où $C_{max} = 14,5 + 25,5 = 40$ pF. On tire la valeur de l'inductance d'accord, soit environ 84 nH; réalisée avec du fil de cuivre argenté, on obtient $Q_o = 260$.

L'étage amplificateur H.F. est monté en base commune avec un courant de repos de 1 mA. Le circuit d'entrée est prévu pour une impédance d'antenne de 75 Ω.

L'étage oscillateur-mélangeur utilise un transistor monté en base commune. Ce montage permet l'amorçage de l'auto-oscillation au moyen d'un simple condensateur de contre-réaction C et présente une admissibilité de signal maximale. Ce condensateur C est relié au sommet du circuit oscillant, ce qui donne la distorsion minimale du signal d'oscillation.

Le collecteur est relié à une prise du bobinage oscillateur par l'intermédiaire du condensateur d'accord du circuit F.I. Cette disposition permet un dosage plus souple de la tension d'oscillation et réduit la dérive de fréquence, entraînée par la diminution de tension de la batterie.

La bobine L_4 avec son condensateur en série est réglée sur 10,7 MHz de façon à constituer un court-circuit pour la F.I. entre émetteur et base.

Le circuit F.I. de sortie L_6-L_7 à accord simple peut être remplacé par un filtre de bande.

Exemple de bobinages

L_1 : 3,5 tours en bifilaire
L_2 : 3 tours
} en fil 0,03 mm guipé bobinés sur un bâtonnet de ferrite Ni-Zn pour 100 MHz de ⌀ : 1,6, l : 11 mm.

L_3 : 3 tours en cuivre argenté de 0,8 mm sur mandrin de ⌀ : 6 mm, réglable par vis ferrite.

L_4 : 12 tours en cuivre émaillé 0,3 mm sur bâtonnet en ferrite ⌀ : 1,4 mm.

L_5 : 3 tours en cuivre argenté de 0,8 mm sur mandrin de ⌀ : 6 mm, réglable par vis ferrite, prise à 2 tours.

L_6 : 14 tours en cuivre guipé de 0,2 mm sur mandrin de ⌀ : 5 mm, réglable par vis ferrite.

L_7 : 1,5 tours en cuivre guipé de 0,2 mm, bobiné sur L6.

LE SÉLECTEUR F.M. AVEC ACCORD PAR INDUCTANCE VARIABLE

L'entrée du sélecteur est réglée pour une impédance d'antenne de 75 Ω. Le courant collecteur de l'étage H.F. (TR_1) est réglé entre 1 mA et 1,5 mA par le C.A.G., ces valeurs correspondent au facteur de bruit minimal. La bande couverte s'étend de 86,5 MHz à 108 MHz. (fig. 7-46).

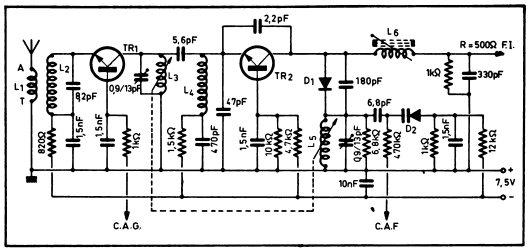


Fig. 7-46. — Sélecteur F.M. à accord par inductance variable avec C.A.G. et C.A.F.

Pour l'accord, il a été utilisé un variomètre à noyau plongeur du commerce, dont les caractéristiques sont :

$$L_{max} = 190 \text{ nH}; \quad Q = 120;$$
$$L_{min} = 105 \text{ nH}; \quad Q = 220,$$

soit une variation de 85 nH. On est donc conduit à adopter les valeurs de capacités d'accord suivantes :

Accord	Oscillateur
$L_{Ma} = 167$ nH	$L_{Mo} = 177$ nH
$L_{ma} = 107$ nH	$L_{mo} = 119$ nH
$C_a = 20$ pF	$C_o = 15$ pF
$\frac{f_{Ma}}{f_{ma}} = \left(\frac{108}{86,5}\right)^2 = 1,56$	$\frac{f_{Mo}}{f_{mo}} = \left(\frac{118,7}{97,2}\right)^2 = 1,49$

La proximité des bobines d'accord et d'oscillation, inhérente au principe du variomètre, entraîne un couplage parasite entre les deux étages. Il en résulte une instabilité lorsque le niveau d'oscillation dépasse une valeur généralement inférieure à la valeur optimale. L'impossibilité d'optimiser le montage entraîne une légère diminution des performances et une dégradation plus importante en cas de baisse de la tension d'alimentation. De plus, il n'est pas possible d'établir une prise sur le bobinage. Cela, compte tenu de la faible capacité d'accord, entraîne une dérive en fréquence plus élevée que sur le montage à condensateurs variables.

La diode D_1 polarisée en inverse, modifie l'injection de l'oscillation sur le collecteur de TR_2 en fonction de la tension et tend à maîtriser une instabilité éventuelle. La diode D_2 est une diode à capacité variable. Elle est polarisée en inverse par la tension de C.A.F. qui est variable en fonction du déréglage en fréquence, par rapport à l'accord. La capacité de cette diode, en parallèle sur le bobinage oscillateur L_5, vient rétablir le réglage correct.

Le circuit F.I. (L_6) possède une bande passante d'environ 350 kHz. suffisante pour contenir le spectre de modulation. Pour le couplage avec l'amplificateur F.I., il a été préféré une prise capacitive (condensateur 330 pF);

en effet, le résidu de tension H.F. est ainsi inférieur à celui obtenu dans le cas d'une prise inductive.

Le bobinage L_4, associé aux condensateurs de 47 pF et de 470 pF, constitue le filtre F.I. réglé sur 10,7 MHz; il constitue un court-circuit F.I. entre l'émetteur et la base de TR_2.

Exemple de bobinages

L_1 : 5 tours
L_2 : 7 tours
} en bifilaire en fil de 0,2 mm guipé sur mandrin plastique : ⌀ : 4 mm, sans noyau.

L_3-L_5 : variomètre : 190 nF-105 nF.

L_4 : 10 tours jointifs en fil de 0,2 mm guipé, sur mandrin plastique : ⌀ : 5 mm, vis ferrite.

L_6 : 12 tours en fil de 0,2 mm guipé, sur mandrin plastique : ⌀ : 5 mm, vis ferrite.

La fabrication d'un variomètre est très délicate pour obtenir une bonne commande unique et une variation à peu près linéaire en fréquence. En particulier le pas des spires ne doit pas être régulier, mais suivre une loi logarithmique et la nature du noyau de ferrite est importante.

LE SÉLECTEUR F.M. AVEC ACCORD PAR DIODES A CAPACITÉ VARIABLE

La figure 7-47 donne un exemple de réalisation.

Cet appareil peut être relié, soit à un doublet symétrique 300/240 Ω, soit à une antenne asymétrique avec descente impédance 75/60 Ω. L_1 et L_2 sont réglés au centre de la gamme à recevoir; leur accord est fixe. Le transistor

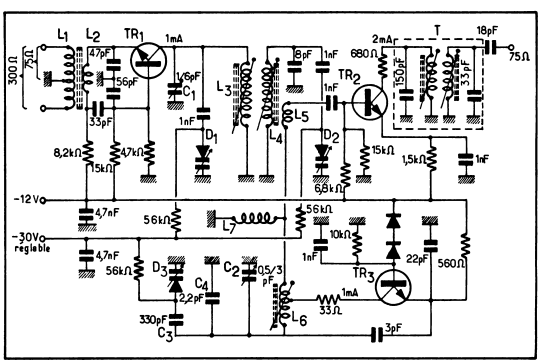


Fig. 7-47. — Tunner F.M. à diodes à capacité variable *(Siemens)*.

H.F. (TR_1) est attaqué par l'émetteur et par la base. En effet, la capacité de réaction du transistor est si grande que l'étage ne serait pas suffisamment stable en montage base commune. Ce schéma permet de réduire considérablement la réaction et il donne une adaptation de puissance meilleure.

Dans le collecteur de TR_1 se trouve le circuit accordé H.F. par L_2 et la diode à capacité variable (D_1). Le secondaire L_4 est également accordé par la seconde diode (D_2). On obtient ainsi un filtre de bande particulièrement efficace. Le trimmer (C_1) permet de régler la concordance avec la gravure du cadran.

La bobine L_5 est couplée à la fois à l'oscillateur et au mélangeur. TR_2 fonctionne en émetteur commun avec un courant collecteur de 2 mA. L'oscillateur TR_3 fonctionne en montage base commune avec un courant collecteur de 1 mA. Sa tension de base est stabilisée par deux diodes, de sorte que l'amplitude de l'oscillation locale demeure constante et que là dérive soit très réduite.

On pourrait également stabiliser avec une diode Zener la tension d'alimentation des étages oscillateur et mélangeur, pour obtenir une stabilité encore meilleure.

Le couplage entre l'oscillateur et le modulateur est obtenu par L_7. Il doit être assez lâche pour éviter un désaccord de l'oscillateur par des signaux d'entrée élevés.

Le condensateur C_3 en série avec la diode d'accord oscillateur D_3, constitue le padding de la commande unique.

Le condensateur ajustable C_2 (0,5 à 3 pF), en parallèle avec le condensateur C_4 constitue le trimmer de la commande unique. Ils assurent également une compensation des variations de température.

La bobine oscillatrice L_6 est réglée au moyen d'un noyau en aluminium, afin d'éliminer au maximum toutes les influences des variations de température.

Le collecteur de TR_3 est relié au primaire du premier transformateur F.I., accordé sur 10,7 MHz. La sortie du tuner est prévue sous une impédance de 60/75 Ω .L'ensemble est sérieusement blindé.

Exemple de bobinages

L_1 : 5,5 spires avec prise médiane
L_2 : 2,5 spires.
fil cuivre émaillé 0,16 mm sur noyau ferrite ⌀ : 3,5 mm × 6,2 mm.
L_3 : 3,5 spires
L_4 : 3,5 spires
L_5 : 1 spire
} fil cuivre émaillé 0,65 mm sur carcasse plastique ⌀ : 5 mm avec vis ferrite ⌀ : 4 mm : 12,5 mm.

L_6 4,5 spires fil cuivre émaillé 0,8 mm prise à 2 spires sur carcasse plastique ⌀ : 5 mm, avec vis en aluminium.
L_7 : Ligne d'adaptation d'impédance.
T : transformateur F.I. 10,7 MHz.

9.4. Les étages F.I. pour F.M.

Un amplificateur à fréquence intermédiaire accordé sur 10,7 MHz comprend trois transistors et quatre transformateurs. Le premier se trouve en sortie du sélecteur F.M., les deux suivants sont des filtres de bande identiques, le dernier assure la démodulation et sera étudié au paragraphe suivant (fig. 7-48).

La liaison entre le sélecteur et l'entrée de l'amplificateur s'effectue au moyen d'un câble coaxial de 60 Ω d'impédance. Le transistor TR_1 est donc le premier amplificateur F.I.

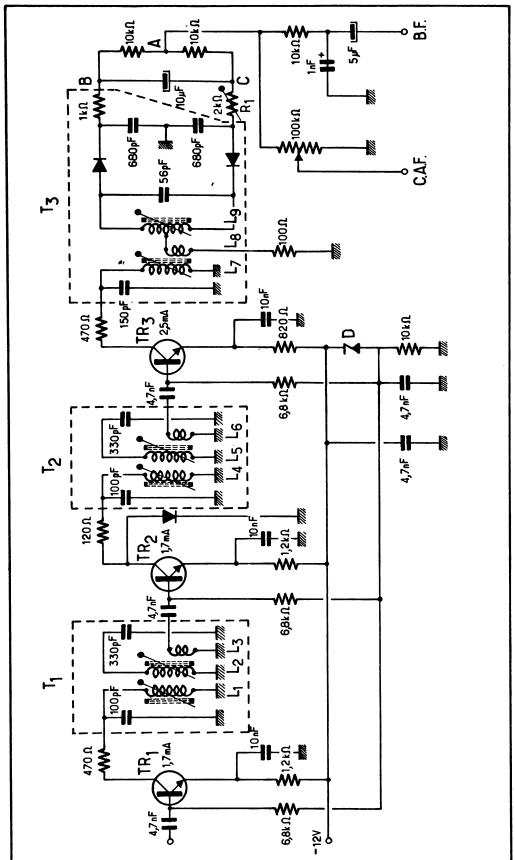


Fig. 7-48. — Amplificateur F.I. et détecteur de rapport pour F.M. (Siemens).

Pour éviter toute tendance aux oscillations intempestives, les boîtiers F.I. sont à basse impédance; c'est-à-dire : L petit et C grand en fonction de la fréquence élevée de 10,7 MHz.

Les enroulements primaire et secondaire sont accordés et la liaison avec la base du transistor suivant est assurée par un troisième enroulement de deux spires bobiné serré sur le secondaire. Le couplage entre le primaire et le secondaire est magnétique; les deux bobines sont placées dans le même blindage à une distance calculée pour obtenir le couplage critique.

L'alimentation des bases des trois étages est stabilisée par une diode zener D pour éviter dans une certaine mesure toute variation de gain, de bande passante et de stabilité en fonction d'une variation éventuelle de tension d'alimentation. Une résistance est placée en série sur chacun des trois collecteurs pour éviter une variation de la courbe de sélectivité lors de la réception des stations puissantes.

Une diode au germanium est placée entre le collecteur de TR_2 et la masse, c'est-à-dire le pôle positif de l'alimentation. Elle est donc normalement polarisée en inverse. Si le signal est trop important, cette diode devient polarisée en direct et sert de limiteur.

Exemple de bobinages

L_1 : 20 spires — L_2 : 12 spires — L_3 : 2 spires sur L_2.
L_4 : 20 spires — L_5 : 12 spires — L_6 : 2 spires sur L_5.
L_7 : 15,5 spires — L_8 : 6 spires — L_9 : 2 × 11 spires.

Support plastique ⌀ : 5 mm, longueur : 12,3 mm, fil cuivre émaillé : 0,65 mm, réglage vis ferrite.

9.5. Les étages F.I. mixtes A.M.-F.M.

Puisqu'il n'y a pas de commutation, on doit mettre en série dans les électrodes des transistors les deux boîtiers F.I. Le boîtier F.M. est accordé sur 10,7 MHz, tandis que le transformateur A.M. est réglé, soit sur 455 kHz, soit sur 480 kHz. Les fréquences sont suffisamment différentes pour ne pas avoir à craindre des interférences. Cependant, le boîtier F.M. doit être placé directement sur le collecteur ou sur la base du transistor avant le boîtier A.M. En effet, s'il était placé après, il ne recevrait pas d'énergie, car un circuit accordé sur 480 kHz possède une self-induction importante qui se comporte comme une inductance d'arrêt pour 10,7 MHz. Plusieurs schémas peuvent être adoptés, selon qu'il s'agit de transformateurs à un ou à deux circuits accordés et que la liaison est magnétique ou capacitive.

La liaison la plus simple est obtenue lorsque les deux transformateurs ont un seul circuit accordé et que le couplage est magnétique, les enroulements sont en série.

Lorsque les deux circuits primaire et secondaire sont accordés, le schéma se complique légèrement. Le couplage inductif est obtenu par un troisième enroulement.

Le schéma complet d'un amplificateur F.I.-A.M.-F.M. est donné sur la figure 7-49. Il comprend trois transistors montés en émetteur commun. Le premier étage TR_1 fonctionne en amplificateur F.I., en F.M., et en convertisseur, en A.M. Les circuits de l'oscillateur, qui sont classiques, n'ont pas été représentés. Le courant collecteur en A.M. est de 0,6 mA (convertisseur), tandis qu'il est de 1,2 mA en F.M. (1re F.I.); les conditions de fonctionnement ne sont évidemment pas les mêmes dans les deux cas.

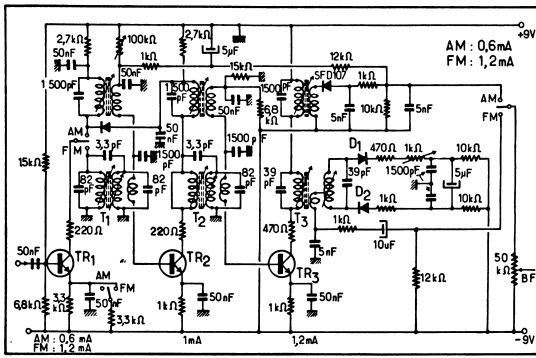


Fig. 7-49. — Amplificateur à fréquence intermédiaire AM-FM.

Le deuxième étage TR_2 fonctionne en amplificateur-limiteur en F.M. et en amplificateur à gain réglable en A.M. Le circuit de C.A.G. est classique; une diode d'amortissement permet d'obtenir une très bonne efficacité, malgré la valeur relativement élevée de la résistance d'émetteur.

Les deux premiers transformateurs T_1 et T_2 sont semblables. Les boîtiers A.M. ont un seul circuit accordé et un couplage inductif. La capacité d'accord est de 1500 pF, donc ce circuit est du type « C grand - L petit ».

Le boîtier F.M., par contre, comprend deux circuits accordés et un enroulement de couplage séparé. Une capacité de 33 pF, en tête, assure le couplage capacitif entre les pots magnétiques du primaire et du secondaire.

Le troisième étage, TR_3, fonctionne en limiteur en F.M. et en amplificateur en A.M. Le transformateur T_3 en A.M. possède un primaire accordé semblable aux autres, tandis que l'impédance du secondaire est adaptée au circuit de détection classique. Le démodulateur F.M. est un détecteur de rapport à trois bobines, donc à couplage inductif.

Ce schéma est très classique et équipe la majorité des appareils actuels. Bien entendu il est possible d'utiliser les filtres céramiques accordés sur 452 kHz et sur 10,7 MHz reliés à un circuit intégré, prévu à cet effet, pour constituer les étages F.I. mixtes A.M.-F.M.

9.6. Les différents types de boîtiers F.I. F.M.

Trois exemples de boîtiers F.I.-F.M. sont donnés sur la figure 7-50. C'est la série dont la base mesure 15 × 15 mm qui a été choisie, car elle permet des dessins plus clairs. Ces mêmes types de boîtiers existent dans les principales dimensions de base, dont : 7 × 7 mm, 10 × 10 mm, 12,5 × 12,5 mm, 15 × 15 mm, 19 × 19 mm, ainsi que les dimensions normalisées par l'U.T.E. et la F.N.I.E.

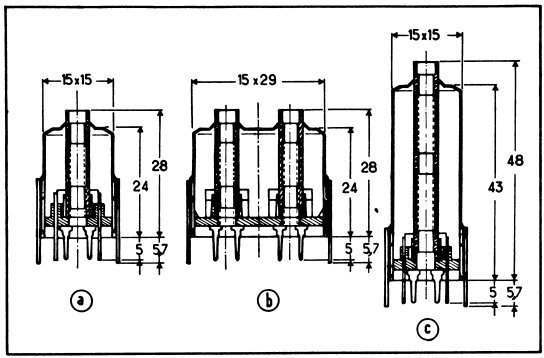


Fig. 7-50. — Différents types de boîtiers utilisés pour les transformateurs F.I. F.M.

Le boîtier A est prévu pour contenir un seul circuit accordé.

Le boîtier B possède une longueur double de sa largeur, deux boîtiers simples ont été accolés. Les deux bobines accordées sont placées côte à côte; un blindage peut être prévu entre elles (en pointillés).

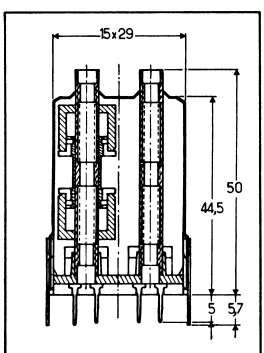


Fig. 7-51. — Exemple de boîtier combiné F.I.-A.M.-F.M., il existe également avec un blindage entre les deux bobines (trait d'axe).

Le boîtier C contient les deux bobines accordées l'une au dessus de l'autre; la base est celle du boîtier simple, mais sa hauteur est presque doublée. Une bobine se règle par en haut et la seconde par en bas.

Les transformateurs F.I. des récepteurs A.M.-F.M. peuvent être constitués par deux boîtiers côte à côte, l'un spécialisé pour les A.M., l'autre pour la F.M. On trouve également des boîtiers mixtes (fig. 7-51). Les deux bobines sont superposées en A.M. et en F.M.; on obtient, ainsi, un boîtier dont la base est celle des circuits doubles et dont la hauteur est celle des circuits superposés. Un blindage peut être fixé entre les deux bobines (en pointillés).

Le détecteur de rapport qui va être étudié au paragraphe suivant est normalement contenu dans deux boîtiers ou dans un boîtier double. Les connexions aux diodes et aux condensateurs doivent être les plus courtes possibles; c'est pourquoi *Vogt* a eu l'idée de mettre sur le marché, deux boîtiers et une plaquette qui prennent place dans un blindage de 20 × 20 × 17,2 mm (fig. 7-52).

Le premier boîtier contient L_1, son condensateur d'accord et L_2; le deuxième L_3 et son condensateur d'accord; la plaquette reçoit les deux diodes et les deux capacités de démodulation. Ainsi, les connexions sont très courtes et l'ensemble est à l'abri des inductions parasites.

Pour tous ces boîtiers, les supports sont en plastique haute-fréquence (polystyrène, polycarbonate, polyester...), leurs vis de réglage sont en ferrite au Ni-Zn pour 20 MHz en F.M.

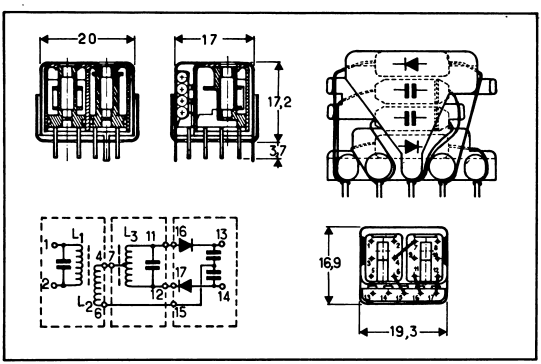


Fig. 7-52. — Ensemble détecteur de rapport en trois boîtiers miniatures. Le premier contient les bobines L1-L2 et le condensateur d'accord; le deuxième la bobine L3 et son condensateur d'accord; le troisième est constitué par une plaquette se fixant contre les deux boîtiers. Cette plaquette reçoit les deux diodes et les deux condensateurs du démodulateur. L'ensemble est blindé, dimensions externes : 20 × 17 × 17,2 mm (*Vogt*).

9.7. Les démodulateurs F.M.

LE DISCRIMINATEUR

Ce montage est donné par la figure 7-53. Il doit être précédé d'un limiteur efficace, car il est sensible aux variations d'amplitude qui sont néfastes. Il fournit une tension e_{10} en sortie qui varie en amplitude sous l'effet des variations de fréquence du signal d'entrée e_1. La tension de sortie varie en fréquence en fonction de la vitesse de variation du signal d'entrée. Cette tension e_1 est celle existant au primaire du transformateur qui charge le dernier étage F.I. ou le limiteur.

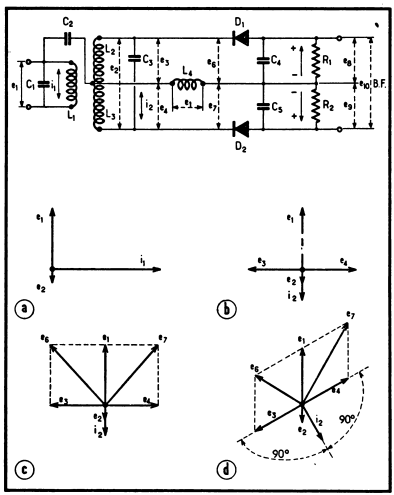


Fig. 7-53. — Fonctionnement d'un discriminateur.

Le courant i_1 est en retard de 90° sur la tension e_1. La tension induite au secondaire e_2 est en retard également de 90° sur i_1, soit 180° sur e_1 (fig. 7-53*a*). L'inductance L_4 est branchée en parallèle sur le circuit d'entrée à travers C_2 et C_5; comme la réactance de ces condensateurs est négligeable à la fréquence de résonance, la tension e_1 se retrouve aux bornes de L_4. Supposons que le signal ait une fréquence constante. Le courant induit i_2 est donc en phase avec e_2 (*b*). Les tensions e_3 et e_4 sont produites par les chutes de tension inductive aux bornes de L_2 et L_3 et sont donc en opposition de phase. Si nous nous reportons au graphique *c*, on remarque que e_6 appliquée à la diode D_1 est la somme vectorielle de e_1 et de e_3. De même, la tension e_7 appliquée à la diode D_2 est égale à la somme de e_1 et de e_4.

La tension de sortie redressée par D_1 est e_8, et celle issue de D_2 est e_9. La tension de sortie totale entre A et B, e_{10}, est égale à la somme algébrique de e_8 et de e_9.

Lorsque la fréquence du signal est constante, e_8 est égale à e_7, d'où $e_8 = e_9$, mais de sens opposé, et donc e_{10} est nulle (*c*).

Lorsque le signal varie en fréquence, il n'en est pas de même. Pour les fréquences inférieures à celle de la porteuse, i_2 est en avance sur e_2, car l'impédance de C_3 est plus grande que l'impédance de $L_2 + L_3$. Dans ce cas, e_3 et e_4 sont encore en opposition de phase, mais déphasées de 90° sur i_2 (*d*). On voit à ce moment que la tension e_7 est plus grande que la tension e_8; donc e_9 est plus grande que e_8 et la ligne D_1 devient négative par rapport à la masse (ligne D_2).

Si la fréquence du signal reçu est supérieure à celle de la porteuse, un raisonnement similaire montre que la figure *d* pivote autour de son axe de l'autre sens et que e_8 devient plus grande que e_7. La ligne D_1 devient positive par rapport à la masse (ligne D_2).

Plus la variation de fréquence du signal est importante, plus l'amplitude de la tension de sortie est grande. Plus la vitesse de variation de fréquence est rapide, plus la fréquence du signal B.F. est élevée.

LE DÉTECTEUR DE RAPPORT

La figure 7-54 donne le schéma d'un détecteur de rapport avec couplage magnétique, ce qui est actuellement le plus utilisé. Dans ce type de démodulateur, les deux diodes sont montées en série et le courant *i* passe toujours dans le même sens dans les résistances de charge R_1 et R_2. La polarité du signal

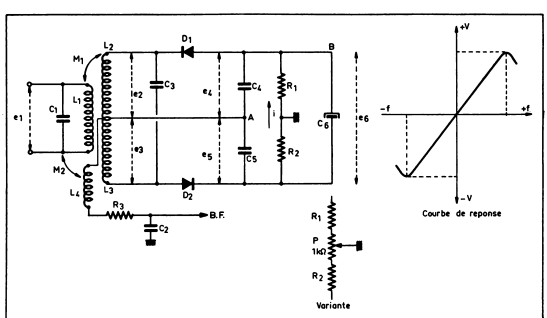


Fig. 7-54. — Fonctionnement d'un détecteur de rapport.

de sortie, lorsque le courant passe de l'anode de D_1 à la cathode de D_2 est celle indiquée sur la figure. Selon les besoins, il est possible d'inverser le sens des deux diodes ou l'affectation des sorties : L_4 à la masse et point milieu R_1-R_2 à la B.F.; on peut ainsi disposer d'une tension négative ou positive pour la commande de C.A.F.

Lorsqu'une tension, non modulée en fréquence, est appliquée en entrée e_1, or obtient au secondaire deux tensions égales et opposées e_2 et e_3. Ces tensions sont redressées par les diodes, e_4 est égale et de sens contraire à e_5, la tension au point A est nulle. La somme de $e_4 + e_5 = e_6$ se trouve aux bornes de $R_1 + R_2$ et de C_6. Le condensateur électrolytique de forte valeur C_6 se charge sous l'effet de cette tension. La constante de temps $(R_1 + R_2)\, C_6$ est grande par rapport à la fréquence acoustique la plus basse. Etant donné que la tension e_6 aux bornes de C_6 est constante, la somme des tensions aux bornes de C_4 et de C_5 doit l'être également. Si le signal appliqué est modulé en fréquence, le déphasage de la tension provenant de l'enroulement secondaire (L_2-L_3) produit un déséquilibre des tensions aux bornes de C_4 et de C_5. Les graphiques vectoriels des tensions et des déphasages s'établissent de la même façon que pour le discriminateur étudié au paragraphe précédent.

Si la fréquence diminue, C_5 se charge plus que C_4 et, inversement, si la fréquence augmente. Il en résulte que la tension au point A varie en fonction du rapport entre les tensions aux bornes de C_4 et de C_5, suivant ainsi les variations de fréquence du signal. C'est le signal B.F. qui est dirigé vers son amplificateur.

Plus l'amplitude de variation de fréquence est grande, plus la tension B.F. en A est importante; plus la vitesse de variation de fréquence est rapide, plus la fréquence du signal B.F. est élevée.

Les variations d'amplitude fortuites du signal d'entrée tendent à faire varier la tension totale e_6. Mais, étant donné la forte constante de temps du circuit de charge $(R_1 + R_2)\, C_6$, la tension de sortie du détecteur de rapport ne peut suivre ces variations d'amplitude. C'est pourquoi ce schéma a un effet limiteur important. De plus, il peut fonctionner sous des tensions faibles de l'ordre de 100 mV; il n'est donc pas nécessaire de prévoir une très forte amplification F.I.

La figure 7-54 montre également une légère variante permettant d'effectuer le réglage de la symétrie du montage. Entre R_1 et R_2 on place un petit potentiomètre de 1 kΩ dont le curseur est relié à la masse. Cette figure montre aussi la courbe de réponse du détecteur. Il est indispensable que la partie rectiligne soit bien droite, afin d'éviter toute distorsion B.F.

Le réglage d'un détecteur de rapport doit se faire au vobulateur et à l'oscilloscope. La réalisation et le réglage des bobinages sont difficiles. L_4 doit être couplé très serré avec L_1, tandis que L_2-L_3 sont couplés d'une façon beaucoup plus lâche avec L_1. Pour effectuer son réglage, opérer de la façon suivante :

— Déconnecter le condensateur C_3;
— Brancher le vobulateur sur la base du transistor du dernier étage F.I.;
— Connecter l'oscilloscope du vobulateur entre le point B et la masse;
— Désaccorder l'enroulement secondaire (L_2-L_3) pour obtenir sur l'écran de l'oscilloscope la courbe de réponse du primaire;
— Accorder l'enroulement primaire sur 10,7 MHz, afin d'avoir une courbe bien symétrique (courbe en cloche habituelle);
— Reconnecter C_3;
— Brancher l'oscilloscope entre le point A et la masse;
— Terminer par l'accord du secondaire et du potentiomètre P pour obtenir la courbe de réponse de la figure 7-54.

10. LES COMMUTATEURS

Pour la commutation des circuits électroniques on distingue :
— les commutateurs rotatifs;
— les commutateurs à poussoirs;
— les commutateurs à glissière;
— les interrupteurs.

10.1. Les commutateurs rotatifs (norme NF C 93 413)

Les commutateurs rotatifs sont utilisés dans les télécommunications, l'électronique, l'électrotechnique, les appareils de mesure, ...

Ils peuvent être construits pour permettre des courants jusqu'à 2,5 A et des tensions pouvant atteindre 300 V.

La partie principale de ce commutateur est le contact, il détermine sa classe et ses performances.

• **Contact à pince :** Le contact fixe est formé de deux parties souples à l'intérieur desquelles glisse le contact mobile ou doigt de rotor. Ce dispositif donne une double sécurité de contact en même temps qu'un auto-nettoyage.

• **Contact à pont :** Le contact mobile de forme arrondie établit un pont entre les contacts fixes de distribution et d'alimentation. Un nettoyage se produit lors du glissement du contact mobile.

• **Fonction des contacts :** les contacts peuvent être de deux types :
— *Court-circuitant :* lors de la commutation le doigt de contact mobile établit avant de couper.
— *non court-circuitant :* lors de la commutation le doigt de contact mobile coupe avant d'établir.

• **Matériaux des contacts :**
— Qualité semi-professionnelle : les contacts sont en laiton argenté ou en bronze;
— qualité professionnelle : les contacts sont en bronze, recouvert, soit d'argent laminé, soit de laiton doré.

• **Support isolant :** en fonction des exigences, on utilise : le papier bakélisé (XXXP), le stratifié fibre de verre, la céramique, des résines thermodurcissables à haute qualité diélectrique.

• **Caractéristiques mécaniques :** l'angle d'indexation entre deux positions voisines détermine le nombre de positions sur 360°.

Le nombre de commutations désiré donne le nombre de positions de l'encliquetage.

Les positions extrêmes peuvent être limitées par un système de butées, soit fixes, soit mobiles.

Les commutateurs sont manœuvrables, soit par un mouvement rotatif, soit à bascule.

En partant de ces considérations générales, on rencontre dans les catalogues un nombre considérable de modèles. Les galettes reçoivent 24 contacts pour un angle de 15° entre deux positions, 12 contacts pour 30°, 8 contacts pour 45° et 6 contacts pour 60°, soit autant de positions. Une galette à 12 contacts peut être montée : 1 circuit 12 positions, 2 circuits 6 positions, 3 circuits

4 positions, 4 circuits 3 positions et 6 circuits 2 positions. Les rails d'alimentation sont fixés sur la galette en conséquence. Plusieurs galettes peuvent être manœuvrées par le même axe et le même encliquetage.

Les galettes ne sont pas forcément complètes, elles peuvent être coupées et former des inverseurs unipolaires à 3 positions ou à 4 positions, des bipolaires à 2 ou 3 positions et des tripolaires à 2 positions; leur hauteur est réduite et ils peuvent se placer sous des châssis de faible hauteur.

Le diamètre des galettes complètes est compris entre 50 mm et 20 mm. Certaines galettes peuvent être livrées à câbler ou à implanter sur un circuit imprimé.

Les versions prévues pour environnement agressif sont étanches.

La photographie de la figure 7-55 montre le commutateur rotatif subminiature SZY de *I.T.T. Jeanrenaud*. Caractéristiques : conforme à la norme NFC 93 413 classe R, isolement résine thermodurcissable, −55 °C à +85 °C, 56 jours en essai chaleur humide, diamètre maximal : 28 mm; est équipé d'un encliquetage jusqu'à 24 positions. Intensité nominale : 1A, puissance de coupure 20 W, intensité de service : 135 mA. Couple de manœuvre de l'encliquetage : 5 à 18 cm N. Durée de vie garantie : 20 000 manœuvres.

10.2. Les commutateurs à glissière

Ces appareils sont utilisés pour la commutation des courants faibles. Ils trouvent leurs applications dans les domaines des appareils de mesure, des récepteurs, des commutateurs microphoniques, ...

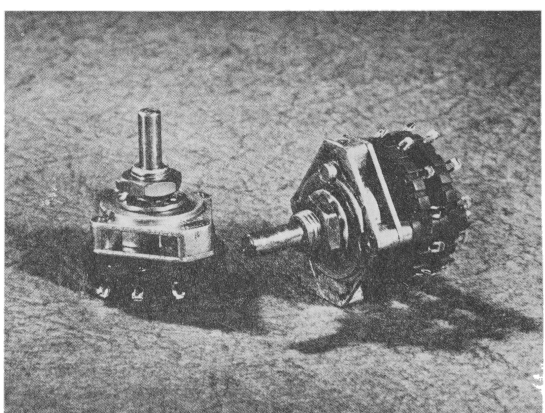


Fig. 7-55. — Commutateur rotatif subminiature SZY *(ITT-Jeanrenaud)*.

La définition des caractéristiques de base reste inchangée par rapport à celles données pour les commutateurs rotatifs. A noter cependant un *contact à bille*, la bille entraînée par un coulisseau assure le passage du courant entre les contacts fixes.

Il existe des modèles miniatures formant un inverseur unipolaire ou bipolaire.

Par contre, les modèles professionnels atteignent 61 directions.

La photographie de la figure 7-56 donne le détail des commutateurs linéaires CL_6 et CL_{12} de *I.T.T. Jeanrenaud*.

Le CL_6 peut être monté pour 2 à 6 positions et 1 à 3 circuits. Le CL_{12} est prévu pour 2 à 12 positions et 1 à 6 circuits.

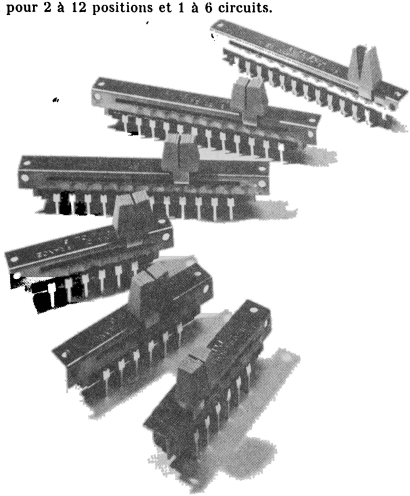


Fig. 7-56. — Commutateurs à glissière CL6 et CL12 (ITT-Jeanrenaud).

Leurs caractéristiques sont les suivantes : tension de service à 50 Hz : 250 V, intensité de service : 0,1 A, puissance de coupure : 15 W, résistance d'isolement $10^6 M\Omega$, catégorie climatique : -10 °C à $+70$ °C, contacts court-circuitant ou non, sorties à câbler ou pour circuit imprimé, version laiton argenté : durée de vie 15 000 manœuvres, version laiton doré : durée de vie 50 000 manœuvres.

Ce type de commutateur remplit les mêmes applications que les commutateurs rotatifs et il s'allie parfaitement avec les potentiomètres linéaires sur la face avant des appareils.

Les modèles à 51 ou à 61 directions sont conçus pour la commutation des courants très faibles : traitement du son et de l'image, atténuateurs, réseaux symétriques ou asymétriques, potentiomètres, ...

10.3. Les commutateurs à poussoirs (ou à clavier)

Ils sont principalement utilisés sur le matériel « Grand Public » et répondent aux normes NF C 93 410 et NF C 93 411.

Il existe des modèles à courant faible ne dépassant pas 2,5 A pour les applications en électronique, instrumentation et radio-télévision. D'autres types sont prévus jusqu'à 16 A pour les applications industrielles et électroménager (NF C 61 120).

Les touches peuvent être de différentes couleurs, lumineuses ou non.

LA MÉCANIQUE D'ENCLENCHEMENT

La mécanique d'enclenchement des touches peut remplir certaines fonctions ainsi définies :

- **Fugitive** à simple pression, sans enclenchement;
- **Indépendante** à double pression, s'enclenche à la première pression, se libère à la seconde, sans action sur les autres touches;
- **Simultanée** à simple pression avec enclenchement, ne se libère que par une touche de rappel.
- **Normale ou interdépendante** à verrouillage mutuel, son enclenchement libère une touche enfoncée; réciproquement elle est libérée par l'enclenchement d'une autre touche. Une demi-pression sur une touche non enclenchée remet le commutateur au repos.
- **Rappel** d'annulation simple, sans contact électrique et sans verrouillage.

TROIS SYSTÈMES DE SÉCURITÉ existent :

— système interdisant l'enclenchement de deux ou plusieurs touches normales; il assure la sécurité mécanique, mais non électrique, c'est le plus courant;

— système par lequel l'enclenchement d'une touche normale bloque toutes les autres au repos. Une touche de rappel est nécessaire pour permettre l'enclenchement d'une autre touche; il assure la sécurité mécanique et électrique.

— système monté avec des touches indépendantes et interdisant l'enfoncement de deux ou plusieurs touches à la fois. La touche enfoncée devra être ramenée au repos, par une seconde pression pour permettre l'enclenchement d'une autre touche; il assure la sécurité mécanique et électrique.

Les contacts à courant faible peuvent être court-circuitants ou non. Ceux pour courant jusqu'à 16A sont non court-circuitants. Les contacts peuvent être en laiton argenté ou en laiton doré pour les modèles industriels ou grand-public et en bronze ou laiton plaqué or pour les modèles professionnels. Les connexions sont réalisées : par câblage conventionnel, par implantation sur circuit imprimé, par clips « *FASTON* », selon le type de commutateur.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

— Résistance de contact : < 15 m Ω.
— Capacité entre contacts et à la masse : $< 1{,}5$ pF.
— Résistance d'isolement (500 V =) : 2 000 MΩ.
— Rigidité diélectrique : 2000 V.
— Plage de température : —10 °C à +55 °C et —40 °C à +85 °C.
— Chaleur humide : essai de 4 jours ou de 21 jours.
— Endurance mécanique : 20 000 ou 100 000 manœuvres.

FONCTIONNEMENT DE LA COMMUTATION

Interrupteur à touche indépendante

La figure 7-57 donne une vue interne schématique de ce type de commutateur. La touche est reliée à la tige centrale au moyen d'un ressort. Une pression sur la touche le fait basculer; le second ressort au fond du boîtier provoque la fermeture des contacts 1-1′ et 2-2′. Une seconde pression fait reprendre au ressort sa position initiale qui comprime celui au fond du boîtier et ouvre les contacts.

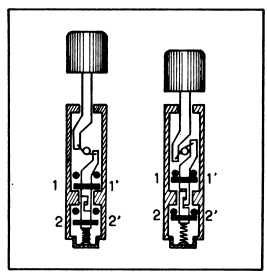


Fig. 7-57. — Interrupteur à touche indépendante (*Isostat*).

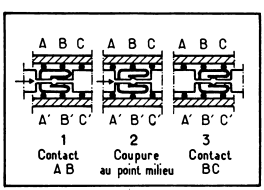


Fig. 7-58. — Principe de l'inversion des contacts (*Isostat*).

Commutateur à cellules actives 2, 4, 6 ou 8 inversions

La figure 7-58 montre le principe de l'inversion des contacts. La cellule de base comprend deux inversions. Lorsque la touche est libre (1) les contacts AB et A′B′ sont réalisés par les deux ressorts argentés, fixés sur l'axe de la touche et isolés. Lorsqu'on enfonce la touche, on passe par une situation intermédiaire (2) neutre; les contacts sont ouverts en version non court-circuitante et fermés en version court-circuitante. Pour cela il suffit d'allonger les deux ressorts argentés. Enfin, en (3) la touche est verrouillée en position enfoncée et le contact est établi entre B-C et B′-C′.

Le corps d'une cellule élémentaire mesure 10 mm de largeur, 19,6 mm de longueur, les sorties sont espacées de 3,96 mm pour implantation sur un circuit imprimé.

DIFFÉRENTS MODÈLES CATALOGUÉS

La cellule peut contenir : O contacts (rappel), 2-4-6-8 inversions. Le mécanisme peut rendre la cellule : fugitive, indépendante, simultanée, interdépendante ou de rappel.

Le nombre de cellules montées sur le même mécanisme peut dépasser la douzaine. Les cellules peuvent être côte à côte (pas de 10 mm) ou espacées permettant la pose de boutons plus importants. Le pas peut être alors de 12,5 — 15 — 17,5 — 20 — 25 mm. Les boutons peuvent être du type à poussoir ou du type à clavier. A ce moment l'extrémité de l'axe de la cellule est relié à la touche par une pièce de basculement (fig. 7-59).

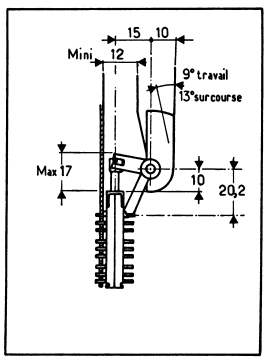


Fig. 7-59. — Cellule élémentaire montée sur un clavier.

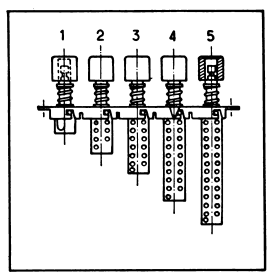


Fig. 7-60. — Exemple de montage de cinq cellules au pas de 15 mm *(Isostat)*.

Les boutons peuvent être lumineux, lorsqu'ils sont enfoncés, une diode électroluminescente est mise sous tension.

On voit l'infinie variété des commutateurs qui peuvent être montés à la demande, en version grand public et en version professionnelle.

La figure 7-60 donne le détail de cinq cellules : rappel, 2, 4, 6, 8 inversions, montées au pas de 15 mm.

La figure 7-61 montre différentes versions du commutateur professionnel *Tj I.T.T. Jeanrenaud*. Les contacts sont plaqués à l'or-cobalt assurant une durée de vie de 100 000 manœuvres.

fois différents, selon la façon dont la pression est appliquée. Le glissement produit assure l'autonettoyage du contact (fig. 7-62).

Ces contacteurs peuvent être livrés unitairement, ou sous forme de claviers à 12 contacts pour machines à calculer électroniques, ou pour cadrans téléphoniques modernes. Leur durée de vie estimée est de 10 millions de manœuvres.

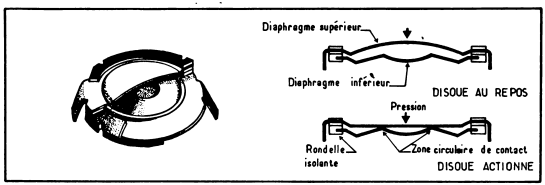


Fig. 7-62. — Contact fugitif *(ITT-Jeanrenaud)*.

11. LES BOBINAGES PROFESSIONNELS SPÉCIAUX

Tout au long de ce chapitre nous avons étudié les différents bobinages sous leurs formes grand public, industrielles et professionnelles.

Il en a été de même au cours de l'ensemble de ce livre consacré aux composants passifs.

En ce qui concerne les bobinages haute-fréquence il y a lieu de préciser certains points quant à leur utilisation dans des environnements agressifs.

A ce moment les bobinages doivent être placés dans des blindages étanches. Les sorties se font au travers de perles de verre, ou au moyen de colonnettes de céramique. Le boîtier est traité contre la corrosion et revêtu d'une peinture fongicide. Cette peinture tue les spores des micro-organismes et les empêchent de se développer à la surface du boîtier.

On peut ainsi protéger les bobinages nus et ceux placés dans des pots en fer H.F. ou en ferrite.

Les sorties doivent être dorées pour éviter toute oxydation. Les circuits imprimés en verre époxy sont également traités, ainsi que leurs connecteurs.

Les commutateurs professionnels dont les contacts sont dorés sont sélectionnés pour leur durée de vie.

Ce type de protection ne peut être adopté que pour les bobinages de faible volume.

Les bobines d'émetteurs, par exemple, ne peuvent pas être blindées. Il faut donc que les matériaux les composant soient traités individuellement de façon que l'ensemble résiste à l'humidité, aux poussières, aux micro-organismes et aux vapeurs agressives.

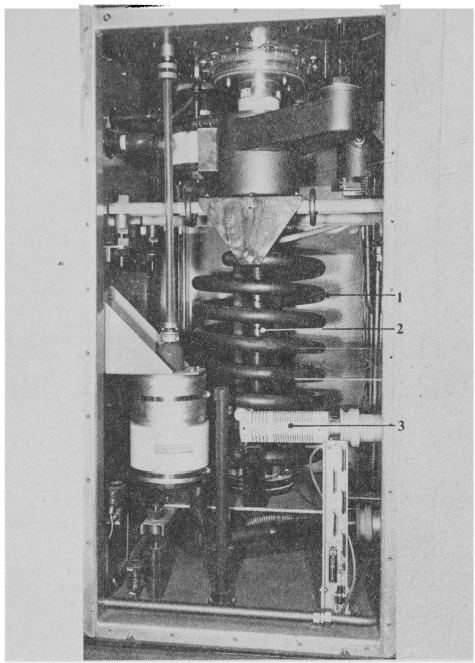


Fig. 7-63. — Vue de l'étage de puissance d'un émetteur ondes courtes de 20 kW (*Thomson-CSF*). (1) bobine accord HF; (2) vis centrale de réglage de l'inductance par déplacement d'un contact; (3) bobine d'arrêt H.F. sur support céramique.

Un bobinage pour émetteur est constitué par un tube de cuivre argenté de diamètre convenable en fonction de la puissance H.F. à dissiper dans l'étage. Ce tube est maintenu par des barrettes en céramique, en quartz ou en téflon. Ces isolants sont traités en surface.

La figure 7-63 donne une vue de l'étage de puissance d'un émetteur O.C. 20 kW *Thomson-C.S.F.* On distingue : la bobine d'accord H.F. (1) avec son système de réglage par déplacement d'un galet qui court-circuite une partie des spires (2) et la bobine d'arrêt haute fréquence sur son support en céramique (3).

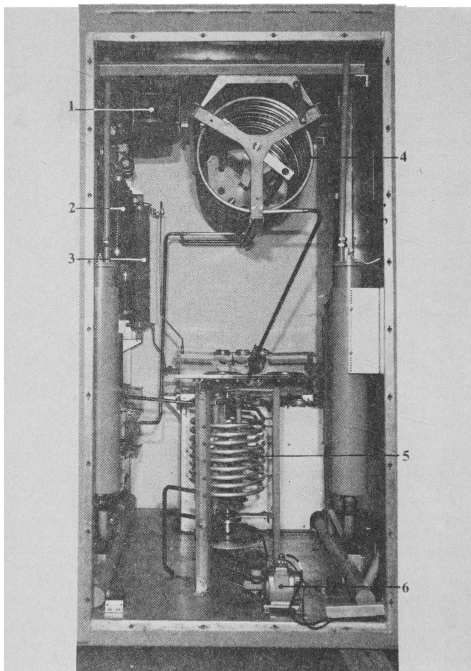


Fig. 7-64. — Vue intérieure d'un caisson haute fréquence de l'émetteur 600 kW d'Europe n° 1 (*Thomson-C.S.F.*). (1) deux potentiomètres bobinés de puissance accouplés; (2) un tableau comportant plusieurs résistances vitrifiées de puissance; (3) une bobine d'arrêt H.F.; (4) bobine d'accord H.F. permettant de voir le galet de réglage en contact avec les spires; (5) bobine d'accord H.F. avec le dispositif de télécommande, (moteur (6), entraînement par poulie et galet de réglage).

CHAPITRE VIII

LES APPAREILS DE MESURE POUR LES COMPOSANTS PASSIFS

1. LES CIRCUITS ÉQUIVALENTS DES COMPOSANTS COMPORTANT DES PERTES

En plus de la propriété souhaitée, chaque composant est entaché d'effets secondaires indésirables; il en est ainsi des inductances de dispersion et des capacités de fuite pour les résistances (fig. 8-1).

Les condensateurs subissent des pertes provenant du diélectrique, et de l'inductance du bobinage des électrodes et des sorties (fig. 8-2).

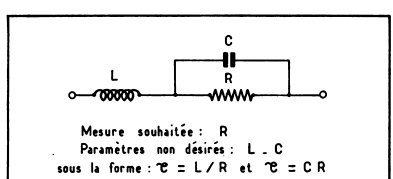


Fig. 8-1. — Mesure des paramètres d'une résistance.

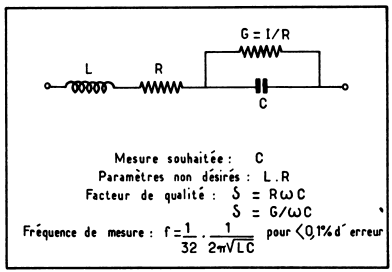

G = 1/R
L
R
C
Mesure souhaitée : C
Paramètres non désirés : L . R
Facteur de qualité : S = RωC
S = G/ωC
Fréquence de mesure : f = 1/32 · 1/2π√LC pour < 0,1% d'erreur

Fig. 8-2. — Mesure des paramètres d'une capacité.

Les bobines sont faites avec un fil doué de résistance, les spires présentent une capacité répartie et des pertes existent dans le noyau de ferrite (fig. 8-3).

La fréquence revêt une importance particulière pour la mesure de précision de la grandeur intéressée. En fonction de leur origine les composantes perturbatrices sont représentées en série ou en parallèle à la grandeur considérée. La composante intéressée peut être mesurée exactement par une sélection de fréquence et de puissance appropriée.

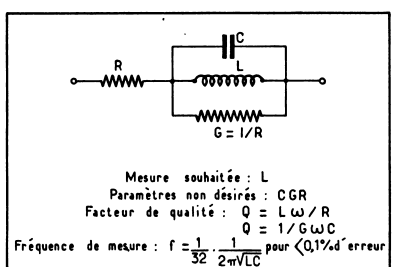

C
R
L
G = 1/R
Mesure souhaitée : L
Paramètres non désirés : C G R
Facteur de qualité : Q = Lω/R
Q = 1/GωC
Fréquence de mesure : f = 1/32 · 1/2π√LC pour < 0,1% d'erreur

Fig. 8-3. — Mesure des paramètres d'une bobine.

Les différents procédés de mesure fournissent la valeur de C ou de L, soit en circuit équivalent parallèle, soit en circuit équivalent série (fig. 8-4).

Le mode de représentation dépend beaucoup de la technique de l'appareil de mesure utilisé. Théoriquement les résultats de mesure des composantes réactives C ou L ne sont pas identiques dans les deux circuits équivalents. Tant que le facteur de pertes tg δ demeure inférieur à $3 \cdot 10^{-2}$ environ, ou que le facteur de qualité Q est supérieur à 32, l'erreur est inférieure à 0,1 %.

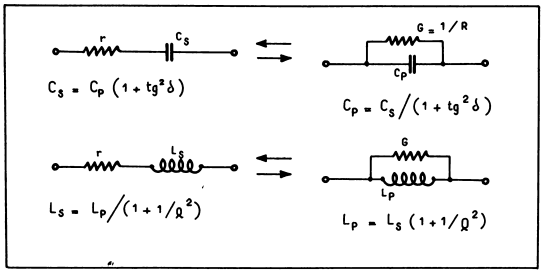


Fig. 8-4. — Résultats de mesures pour L et C en circuit équivalent série ou parallèle.

2. LES PROCÉDÉS DE MESURE

Les mesures ont lieu d'après trois procédés :

— la méthode courant-tension pour des mesures ne nécessitant qu'une précision limitée (fig. 8-5);

— la méthode par résonance, dont le taux d'erreur est de 1 % (fig. 8-6);

— la méthode du pont dont le taux d'erreur est de 0,1 % (fig. 8-7).

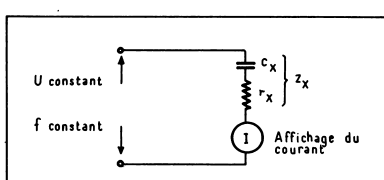


Fig. 8-5. — Mesures par le procédé courant-tension.

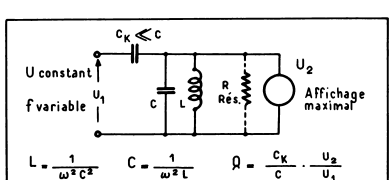


Fig. 8-6. — Mesures par le procédé de résonance pour L.

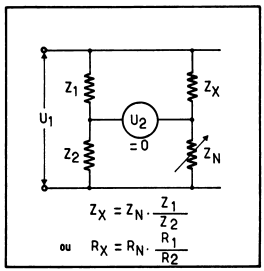


Fig. 8-7. — Mesures par le procédé du pont.

Les appareils fournissent, uniquement la valeur souhaitée du composant (R. C ou L) et parfois également les paramètres parasites. Les pertes sont indiquées, soit en résistance série *r*, soit en conductance parallèle G = 1/R, soit en rapport de la composante réelle à la composante réactive, exprimé par le facteur de pertes (tg δ), ou par le facteur de qualité (Q). La composante réactive est affichée parfois sous la forme de la constante de temps.

En raison de la faible valeur des paramètres non désirés, par rapport à la résistance apparente totale, leur erreur de mesure peut être supérieure à celle obtenue pour la composante souhaitée.

Le facteur de qualité (Q) des bobines est mesuré, soit par la surtension à la résonance dans un circuit oscillant en série, soit par comptage du nombre d'oscillations décroissant dans un circuit oscillant parallèle, entre deux limites d'amplitudes déterminées, déclenché une fois seulement et en les affichant numériquement.

3. LES APPAREILS DE MESURE UTILISANT LA MÉTHODE COURANT-TENSION

C'est la gamme des appareils de mesure pour les composants *Rohde Schwartz* qui a été choisie en exemple.

3.1. L'appareil d'essai en haute tension

Cet appareil permet la vérification de la résistance diélectrique des composants et du câblage en général, modèle UHP.

Caractéristiques

— Gamme des tensions : 50 V à 2 000 V continus.
— Résistances d'isolement mesurées : 10 kΩ à 1200 MΩ.
— Courant de court-circuit : 0,4 mA.

3.2. L'appareil de mesure pour les capacités importantes

Cet appareil est prévu pour la mesure des capacités comprises entre 0,3 μF et 1 F. Elles sont mesurées selon le procédé courant-tension. Le facteur de pertes doit être inférieur à tg = 10. Sa précision est meilleure que 2 % pour la déviation totale. Les condensateurs dont l'impédance est de l'ordre du milliohm peuvent être mesurés. Une source de polarisation continue de 1,5 V évite toute inversion de polarité lors de la mesure des condensateurs électrolytiques polarisés; modèle KZG.

Caractéristiques

— Gamme des capacités : 0,3 μF à 1 F, en 13 sous-gammes.
— Erreur de lecture : ±1 % déviation totale, ±2 % pour les condensateurs entre 0,1 et 1 F.
Fréquences de mesure : 50 - 60 - 100 - 120 Hz ±2 %.
Tension de mesure : entre 2,5 et 100 mV.

4. LES APPAREILS DE MESURE UTILISANT LA RÉSONANCE

4.1. Le capacimètre KRT

Ce capacimètre permet la mesure par résonance de tous les types de condensateurs entre 1 pF et 100 μF. La tension de mesure est inférieure à 25 mV, de ce fait, il peut être utilisé pour la mesure des capacités à semi-conducteurs, telles que les diodes à capacité variable, grâce à une polarisation continue réglable. Les limites d'erreur, avec tg $\delta \leq 2 \cdot 10^{-2}$, sont de ±1 %, avec une addition de 0,5 pF dans la gamme de 1 pF à 10 μF et de ±2 % dans la gamme de 10 à 100 μF.

Caractéristiques

— Gamme des capacités : 1 pF à 100 μF, en 7 sous-gammes.
— Fréquence de mesure : de 2,2 kHz à 285 kHz.
— Tension de mesure : 2 à 25 mV.
— Tension de polarisation continue réglable : 0 à 32 V (max. 5 mA).
— Limites d'erreurs : de 1 pF à 10 μF : ±1 %, ±0,5 pF; de 10 à 100 μF : ±2 %.

4.2. L'appareil de mesure de la self-induction LRT

Cet appareil sert à la mesure directe de la self-induction des bobines, ainsi qu'à la détermination du facteur de qualité Q, dans la gamme de 2 à 1 000, en fonction de la fréquence de la mesure et de la capacité propre de la bobine. Il utilise le procédé par résonance. La tension de mesure est inférieure à 80 mV.

Caractéristiques

— Gamme des self-inductions : 0,1 μH à 1 H, en 7 sous-gammes.
— Fréquence de mesure : réglable entre 2,2 kHz à 4,5 MHz.

— Facteur de qualité : 2 à 1 000 (pour L > 1 μH) en 4 sous-gammes.
— Erreur de mesure : ±10 % pour la déviation totale.
— Mesure de la capacité des bobines : 0 à 200 pF (Q > 20, L > 42 μH).
— Limites d'erreur de la capacité : ±3 % ±1,5 pF.

5. LE PONT DE MESURE POUR R.L.C. (type RLCB)

Le pont permet la mesure de tous les paramètres des composants R.L.C., dans une gamme de fréquence comprise entre 50 Hz et 20 kHz.

La figure 8-8 donne les six montages obtenus avec ce pont pour la mesure :
— des résistances en courant continu,
— des résistances en courant alternatif,
— des capacités en circuit équivalent parallèle,

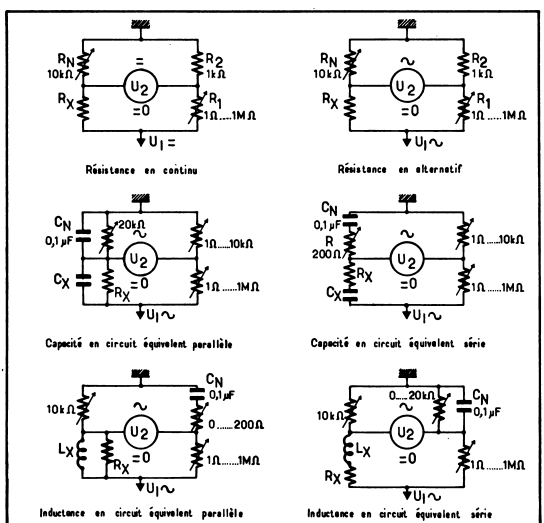


Fig. 8-8. — Six montages d'un pont RLC.

— des capacités en circuit équivalent série,
— des inductances en circuit équivalent parallèle,
— des inductances en circuit équivalent série.

Les différents réglages permettent d'afficher, non seulement, la valeur du composant, mais également pour les condensateurs et pour les bobines, le facteur de pertes (tg δ) et le facteur de qualité (Q), pour une fréquence de 1 kHz.

Pour les autres fréquences, la valeur de lecture doit être multipliée par le rapport des fréquences avec 1 kHz.

Selon leur grandeur, les pertes sont lues en montage équivalent parallèle ou série.

Caractéristiques

— Gamme des résistances : 10 mΩ à 12,2 MΩ en 3 sous-gammes.
— Gamme des inductances : 1 µH à 1,22 kH en 3 sous-gammes.
— Gamme des capacités : 1 pF à 1,22 mF en 3 sous-gammes.
— *Pont de mesure R* en alternatif :
— Équilibrage des composantes réactives inductives au moyen d'un condensateur réglable externe parallèle à R_2 (1 kHz).
— Erreur de mesure : 50 Hz à 1 kHz $< \pm 0{,}1$ %.
1 à 20 kHz $< \pm 0{,}3$ %.
— Pont en continu : erreur de mesure < 1 %.
— *Pont de mesure C*
— en circuit équivalent série pour C à faibles pertes,
— en circuit équivalent parallèle pour C à pertes élevées.
— erreur de mesure : 50 Hz à 1 kHz : parallèle : ±0,1 à ±0,3 %
série : ±0,1 %.
1 à 20 kHz : parallèle : ±0,3 à ±0,5 %
série : ±0,1 à ±0,3 %.
— mesure de tg δ : 0,001 à 0,125 en montage série
0,08 à 10 en montage parallèle.
— erreur de mesure tg δ ±5 %, pour tg $\delta = 10$: ±10 %.
— *Pont de mesure L.*
— en circuit équivalent parallèle pour bobines à facteur de qualité élevé;
— en circuit équivalent série pour bobines à faible facteur de qualité.
— erreur de mesure : 50 Hz à 1 kHz : parallèle : ±0,1 %.
série : ±0,1 à ± 0,3 %
1 à 20 kHz : parallèle et série : ±0,2 à ±0,5 %.
— mesure de Q : 8 à 400 montages parallèles
0,1 à 12,5 montage série.
— erreur de mesure de Q : ±5 %, pour $Q < 10$: ±10 %.

Caractéristiques générales

Tension sur le composant à tester en alternatif : < 100 mV à 1 kHz
Mesure de R en continu : 0 à 20 V, sensibilité de l'instrument d'affichage : ±7,5 µA.

6. L'APPAREIL DE MESURE DU FACTEUR DE QUALITÉ QDM

La qualité d'une bobine est exprimée par Q défini comme le rapport de la composante réactive, à la composante active de l'impédance de la bobine (fig. 8-9).

Les pertes d'une bobine à air se produisent uniquement dans le fil. On les représentent par une résistance r en série avec l'inductance L considérée sans pertes. Le facteur de qualité (Q) augmente lorsque la fréquence croît jusqu'à ce que la bobine atteigne sa résonance et qu'elle ne puisse plus être considérée comme une inductance.

Dans les bobines à noyau magnétique, les pertes dans le noyau représentées par une résistance R, parallèle à l'inductance, viennent s'ajouter aux pertes dans le fil.

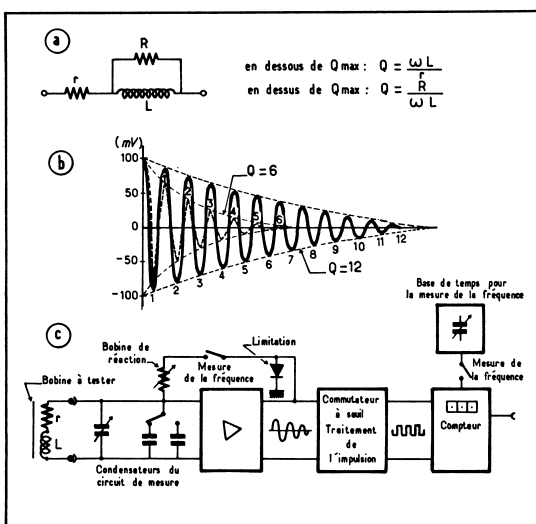


Fig. 8-9. — Mesure du facteur de qualité par l'appareil QDM de *Rohde et Schwartz*.

La réponse en fréquence de la qualité passe par une valeur maximale, en dessous de laquelle les pertes dans le fil prédominent et en dessus de laquelle les pertes dans le noyau sont prépondérantes. Pour la valeur maximale de Q les deux causes de pertes sont de même importance.

On a vu que le facteur de qualité peut être mesuré par la surtension à la résonance série ou parallèle du composant.

Un nouveau procédé a été développé par *Rohde et Schwartz* dans son appareil *QDM*. On branche une capacité aux bornes de la bobine pour obtenir un circuit oscillant parallèle. Il est soumis périodiquement à des oscillations atténuées. La qualité peut être déterminée en admettant que le rapport d'amplitude des oscillations successives est exactement défini mathématiquement après achèvement des oscillations (fig. 8-9 b).

La mesure est effectuée par un compteur mis en circuit pour une valeur de tension des oscillations U_1. Il est arrêté pour une tension de $U_1/e\pi$. Le nombre des oscillations mesurées par le compteur correspond exactement au facteur de qualité Q. La figure 8-9 b donne deux exemples pour Q = 6 et pour Q = 12.

Un amplificateur à haute résistance d'entrée sert à prélever la tension sur la bobine à mesurer.

L'appareil permet également de mesurer la fréquence propre du circuit oscillant.

Le bloc diagramme de l'appareil est donné sur la figure 8-9 c.

Caractéristiques

— Mesure de la qualité : 20 à 1 000
— gamme d'inductance : 0,3 µH à 1 H
— fréquences de mesure : 1 kHz à 12 MHz
— erreur de mesure : ±3 %
— inductance série de l'appareil : 60 nH
— tension de mesure U_{eff} : amortie de 50 mV à 2,2 mV
— amplitude d'amorçage max U_{eff} : 1,4 V pour L = 10 µH et C = 50 pF.
— condensateurs intérieurs au circuit de mesure : 50 pF à 10 nF
— mesure de la fréquence : 1 kHz à 12 MHz en 4 sous-gammes
— erreur sur la fréquence : de 1 kHz à 8 MHz : ±3 % à ±6 %
de 8 à 12 MHz : ±6 % à ±15 %.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION A LA 5e ÉDITION 9

Chapitre I. **LES NORMES, LES UNITÉS ET LES SYMBOLES**

1. Les organismes de normalisation 13

1.1. La Fédération Nationale des Industries Électroniques 13
1.2. L'Union Technique de l'Électricité 14
1.3. Le Comité de coordination des Télécommunications 15
1.4. Le Laboratoire central des Industries électriques 15
1.5. Les organismes étrangers 15

2. Les normes s'appliquant aux composants 17

2.1. Généralités 17
2.2. Les essais généraux climatiques et mécaniques 18
2.3. La fiabilité 22
2.4. Les Normes et spécifications destinées aux principaux composants 23

3. Les unités 25

3.1. Le système international 25
3.2. Multiples et sous-multiples 27

4. Principes de l'écriture des nombres, des unités et des grandeurs . . . 27

4.1. Écriture des nombres 27
4.2. Formation des symboles d'unité 27
4.3. Formation des noms d'unité 28
4.4. Majuscules 29
4.5. Écriture des grandeurs 29

Chapitre II. LES RÉSISTANCES FIXES

1. Généralités 30

1.1. Les définitions 30
1.2. Les différents types de résistances 35
1.3. Le marquage des résistances 36
1.4. La normalisation des valeurs 37
1.5. Abaques facilitant les calculs avec des résistances 39

2. Les résistances bobinées 43

2.1. Le fil résistant 43
2.2. Le support 44
2.3. Les résistances bobinées de puissance 45
2.4. Les résistances bobinées de précision 48

3. Les résistances non bobinées 55

3.1. Généralités 55
3.2. Les résistances à couche de carbone 59
3.3. Les résistances à couche métallique 68
3.4. Les résistances à couche épaisse 76
3.5. Les résistances agglomérées 78
3.6. Quelle technologie choisir? 79

Chapitre III. LES RÉSISTANCES VARIABLES

1. Les résistances variables bobinées 80

1.1. Généralités 80
1.2. Les résistances variables à faible dissipation 82
1.3. Les résistances variables à forte dissipation 84
1.4. Les résistances variables bobinées de précision 90

2. Les résistances variables non bobinées 100

2.1. Généralités 100
2.2. Les résistances variables à couche de carbone 100
2.3. Les résistances variables à piste Vermet ou Cermet 105
2.4. Les résistances variables à plastique conducteur 108

3. Les codeurs et générateurs d'impulsions 111

3.1. Les codeurs par contacts 111
3.2. Les codeurs optiques 111

Chapitre IV. LES CONDENSATEURS FIXES

1. Généralités 115

1.1. La capacité 115
1.2. Le condensateur en continu 116
1.3. Le condensateur en alternatif 117
1.4. Les caractéristiques théoriques d'un condensateur 119
1.5. La constante diélectrique 120
1.6. La résistance d'isolement 120
1.7. L'absorption diélectrique 121
1.8. Le courant de fuite et la constante de temps 121
1.9. La rigidité diélectrique 121
1.10. L'influence de la fréquence sur le comportement des diélectriques 122
1.11. Les différents types de condensateurs 122

2. Les condensateurs au papier 126

2.1. Le papier 126
2.2. La fabrication 128
2.3. Les caractéristiques principales 130
2.4. Principales utilisations 132

3. Les condensateurs au papier métallisé 136

3.1. Généralités 136
3.2. Le papier spécial 137
3.3. La métallisation du papier 137
3.4. La finition du papier métallisé 138
3.5. La fabrication des condensateurs 139
3.6. Les caractéristiques principales 141
3.7. Les différents modèles 141

4. Les condensateurs au film plastique et au film plastique métallisé . . 143

4.1. Généralités 143
4.2. La fabrication 143
4.3. Les condensateurs au polystyrène 147
4.4. Les condensateurs au polyester 149
4.5. Les condensateurs au polycarbonate 152
4.6. Les condensateurs au polypropylène 154
4.7. Les condensateurs pour hautes températures 158

5. Les condensateurs au mica 158

5.1. Le mica 158
5.2. La fabrication 159
Technologie « œillet »; technologie « agrafes »; technologie « blocs »; chipses pour microélectronique; calcul de la capacité d'un condensateur au mica.
5.3. Les caractéristiques générales 163
Normes et spécifications; Courbes principales; Réduction de la tension de service en fonction de l'échauffement des condensateurs de puissance : Tolérances
5.4. Les principaux modèles 167

6. Les condensateurs au verre 168

6.1. Le verre 168
6.2. La fabrication 168
6.3. Les caractéristiques générales 170
6.4. Les différents modèles 171
6.5. Les lignes à retard et les modules mémoire en verre. 172

7. Les condensateurs céramique 172

7.1. Les céramiques pour condensateurs 173
7.2. La fabrication 174
Fabrication classique; Fabrication des condensateurs multicouches.
7.3. Les normes et spécifications 176
7.4. Les caractéristiques des condensateurs du groupe I 180
7.5. Les caractéristiques des condensateurs du groupe II 183
7.6. Les différents modèles de condensateurs céramique des groupes I et II 188
7.7. Les caractéristiques des condensateurs de puissance 191
7.8. Les différents modèles de condensateurs de puissance des groupes I et II 193

8. Les condensateurs électrolytiques à l'aluminium 197

8.1. Le principe 197
8.2. La fabrication des condensateurs à électrolyte liquide 198
8.3. Les normes et spécifications 202
8.4. Les caractéristiques générales 203
8.5. Les différents modèles 209
8.6. Les condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide 214

9. Les condensateurs électrolytiques au tantale 216

9.1. Le tantale 216
9.2. La fabrication 216
9.3. Les normes et spécifications 221
9.4. Les caractéristiques des condensateurs à électrolyte gélifié . . 221
9.5. Les principaux modèles de condensateurs au tantale à électrolyte gélifié 223
9.6. Les caractéristiques des condensateurs à électrolyte solide . . . 223
9.7. Les principaux modèles de condensateurs au tantale à électrolyte solide 226

Chapitre V. **LES CONDENSATEURS VARIABLES**

1. Les condensateurs variables à air 229

1.1. Généralités 229
1.2. Les condensateurs variables grand public 230
1.3. Les condensateurs variables professionnels 237

2. Les condensateurs ajustables 239

2.1. Les condensateurs ajustables à lames, à diélectrique air . . . 239
2.2. Les condensateurs ajustables cylindriques à la céramique . . 241
2.3. Les condensateurs ajustables céramique multicouche « Cerfeuil LCC » 241
2.4. Les condensateurs ajustables à diélectrique en verre 242
2.5. Les condensateurs ajustables circulaires à diélectrique plastique 243

Chapitre VI. **LES BOBINAGES POUR LES CIRCUITS D'ALIMENTATION ET DE BASSE FRÉQUENCE**

1. L'électromagnétisme 245

1.1. La définition des unités 245
1.2. L'électromagnétisme en continu et en alternatif 248
1.3. Le circuit oscillant série 252
1.4. Le circuit oscillant parallèle 254
1.5. La self-induction ou la capacité en parallèle avec une résistance 257
1.6. Le transformateur statique 259

2. Les tôles magnétiques 260

2.1. Les tôles ordinaires au silicium 260
2.2. Les tôles au silicium orientées pour circuits normaux et pour circuits coupés (en C) 266
2.3. Les alliages au nickel 273

3. Le fil 277

3.1. Le fil de cuivre 277
3.2. Le fil d'aluminium 278
3.3. Le fil guipé 279
3.4. Le fil émaillé 279
3.5. Les différents types de fil émaillé 288
3.6. La livraison des fils émaillés 293

4. Les isolants 293

4.1. Les principaux isolants 293
4.2. L'isolement des bobinages par rapport à la masse 293
4.3. L'isolement entre couches et entre enroulements 295
4.4. L'imprégnation des bobinages 296
4.5. La protection au trempé 297

5. Les machines à bobiner 297

5.1. Les tourets à main 297
5.2. Les tourets unitaires 298
5.3. Les tourets automatiques multiples 298
5.4. Les machines à bobiner spéciales 300

6. Le transformateur d'alimentation 300

6.1. Le calcul du transformateur d'alimentation 301
6.2. La réalisation des transformateurs d'alimentation 309
6.3. Les transformateurs potentiométriques ou transformateurs variables ou alternostats 310
6.4. Les régulateurs de tension à fer saturé 212
6.5. L'alimentation à découpage 318

7. L'inductance de filtre 321

8. Le transformateur basse fréquence ou audiofréquence 324

8.1. Les caractéristiques théoriques 324
8.2. Les transformateurs de tension 328
8.3. Les transformateurs de puissance 334

Chapitre VII. **LES BOBINAGES POUR CIRCUITS A HAUTE FRÉQUENCE**

1. Avant-propos 338

2. Le fil 339

3. Le calcul des bobinages haute fréquence à air 343

3.1. La fréquence de résonance 343
3.2. Le calcul d'une bobine à air à une couche 343
3.3. Le calcul d'une bobine à air à plusieurs couches 347
3.4. Le calcul de la mutuelle induction 349

4. Les supports non magnétiques 350

5. Les supports magnétiques métalliques 350

5.1. La fabrication 350
5.2. Les caractéristiques 351
5.3. Le calcul de la self-induction 353
5.4. Les différents modèles 354

6. Les supports magnétiques non métalliques : les ferrites 359

6.1. La fabrication 359
6.2. Les caractéristiques 361
6.3. Les normes et les spécifications 362
6.4. Les différents modèles 367

7. Le bobinage 380

7.1. La machine à bobiner 380
7.2. L'imprégnation des bobines 382

8. Les bobinages pour récepteur à modulation d'amplitude 382

8.1. Les gammes à couvrir 382
8.2. Le principe du superhétérodyne 383
8-3. Le réglage de la commande unique 385
8.4. L'étage oscillateur mélangeur P.O-G.O. 387
8.5. L'étage oscillateur-mélangeur pour ondes courtes 392
8.6. Les étages F.I. et détection 394

9. Les bobinages pour récepteur à modulation de fréquence 405

9.1. La gamme à recevoir 405
9.2. Le principe du récepteur 406
9.3. La tête H.F. ou le sélecteur F.M. 408
9.4. Les étages F.I. pour F.M. 412
9.5. Les étages F.I. mixtes A.M.-F.M. 414
9.6. Les différents types de boîtiers F.I.-F.M. 415
9.7. Les démodulateurs F.M. 418

10. Les commutateurs 421

10.1. Les commutateurs rotatifs 421
10.2. Les commutateurs à glissière 422
10-3. Les commutateurs à poussoirs (ou à clavier) 424
10.4. Les boutons poussoirs 427

11. Les bobinages professionnels spéciaux 428

Chapitre VIII. **LES APPAREILS DE MESURE POUR LES COMPOSANTS PASSIFS**

1. Les circuits équivalents des composants comportant des pertes 431

2. Les procédés de mesure 433

3. Les appareils de mesure utilisant la méthode courant-tension 434

3.1. L'appareil d'essai en haute tension 434
3.2. L'appareil de mesure pour les capacités importantes. 435

4. Les appareils de mesure utilisant la résonance 435

4.1. Le capacimètre K.R.T. 435
4.2. L'appareil de mesure de la self-induction L.R.T. 435

5. Le pont de mesure pour R.L.C. 436

6. L'appareil de mesure du facteur de qualité QDM 438

TABLE DES MATIÈRES 441

EDITIONS RADIO

Service lecteurs

(à retourner à Éditions Radio, 189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris)

Pour nous permettre de vous proposer des ouvrages toujours meilleurs, nous souhaiterions recevoir vos critiques, appréciations et suggestions sur le présent livre :

Quels sont les ouvrages (thème, sujet, niveau) que vous souhaiteriez voir publier par notre société ?

Nous vous remercions de votre confiance et de votre coopération.

Éditions Radio

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement (mettre une croix dans la case) :

☐ Votre catalogue général (Electronique professionnelle et grand public, Informatique, Hi-Fi, Vidéo)

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

Secteur d'activité et fonction : _____

CENTRES D'INTÉRÊTS

☐ Electronique professionnelle
☐ Electronique de loisirs
☐ Vidéo
☐ Hifi, CB...
☐ Micro-informatique professionnelle
☐ Micro-informatique de loisirs
☐ Autres : .....

EDITIONS RADIO

Service lecteurs

Correspondance auteurs

(à retourner à Éditions Radio, 189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris)

Pour toute demande d'éclaircissements techniques relatifs à ce livre, formulez ci-dessous vos questions, avec le maximum de précisions :

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

technologie des composants électroniques

5e EDITION entièrement

tome 1

- résistances
- condensateurs
- bobinages
- normes
- essais

R. BESSON

technologie des composants électroniques

5e EDITION

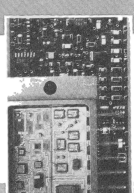
tome 2

- diodes
- transistors
- thyristors
- circuits intégrés
- opto-électronique

R. BESSON

technologie des composants électroniques

tome 3



- 7 CIRCUITS IMPRIMÉS
- 8 COMPOSANTS POUR C.I.
- 9 CONNECTEURS ET SUPPORTS
- 10 C.M.S.
- 11 CIRCUITS HYBRIDES

R. BESSON

EDITIONS RADIO

Editions Radio

technologie des composants électroniques

La parfaite maîtrise de l'électronique passe obligatoirement par une connaissance très approfondie de ses composants.

Pour mieux vous faire accéder à cette maîtrise, R. Besson vient de revoir entièrement la présente édition. Celle-ci tient compte des toutes dernières nouveautés, y compris les codeurs optiques. Le premier tome de TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES est consacré aux composants passifs : résistances, condensateurs, bobinages... le second tome traite des composants actifs : diodes, transistors, circuits intégrés... Avec cet ouvrage clair et méthodique, l'auteur, qui exerce son activité dans l'industrie et l'enseignement, apporte l'expérience indispensable à tout utilisateur de composants électroniques.

Le traité complet de la technologie des composants électroniques.

ISBN 2 7091 0821 6
Code : 26

ÉDITIONS RADIO

F 130 /87/9